Technische Information
Halbleiterbauelemente

Erwin Rieg

Digitale Integrierte Schaltungsfamilien

INTERMETALL Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg (Germany)
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) **5171

ITT

Zusammenfassung

Die Arbeit beschreibt die auf dem Markt befindlichen Familien digitaler ICs. Ohne auf einzelne IC-Bauelemente einzugehen, werden anhand typischer Werte für Leistungsaufnahme, Übertragungsverzögerungszeit, Lastfaktor, Taktfrequenz und Störabstand die verschiedenen IC-Familien erläutert und verglichen.

Summary

The article describes the various families of digital integrated circuits being offered in the market. Without referring to any individual devices, the author discusses and compares these families, indicating many typical values of parameters such as power dissipation, propagation delay time, fan-out, clock frequency, and noise immunity.

Résumé

Dans le présent article l'auteur décrit les différentes familles de circuits intégrés logiques que l'on trouve actuellement sur le marché. Sans se référer à aucun circuit particulier, il montre et compare les différentes familles logiques en présence, en s'appuyant sur des valeurs typiques de paramètres tels que: puissance dissipée, temps de propagation, fan-out, fréquence d'horloge, immunité au bruit.

Printed in Germany
by Buchdruckerei A. Simon & Sohn · Freiburg im Breisgau
Konradstraße 15

Auflage 1969/4
Bestellnummer 6200-54-1D
Änderungen vorbehalten.

INTERMETALL Sonderdrucke

Digitale Integrierte Schaltungsfamilien*

von Ing. (grad.) Erwin Rieg, INTERMETALL GmbH, Freiburg

*Sonderdruck aus elektronik-zeitung 1968, Nr. 1

1. Einleitung

Obwohl immer neue Schaltungsarten und -varianten unter vielerlei Bezeichnungen auf den Markt kommen, lassen sich die meisten digitalen ICs auf drei Grundgattungen zurückführen; es sind dies die Familien der DCTL / RTL / RCTL, der DTL / TTL und der ungesättigten CML / ECL / CTL.

DCTL	direkt gekoppelte Transistor-Logik
RTL	Widerstands-Transistor-Logik
RCTL	Widerstands-Kondensator-Transistor-Logik
DTL	Dioden-Transistor-Logik
TTL=T^2L	Transistor-Transistor-Logik
CML	stromgesteuerte Logik
ECL	emittergekoppelte Logik
CTL	Komplementär-Transistor-Logik

Weitergehende Benennungen weisen meist auf den Hersteller oder eine typische Schaltungseigenschaft hin. Alle Schaltungsanordnungen haben spezielle Vorzüge, aber auch Nachteile. Eine für allle Anwendungen optimale Logik-Art wurde noch nicht gefunden.

Im folgenden werden nur ICs in bipolarer Technik beschrieben. Integrierte Schaltungen in MOS-Technik, die in letzter Zeit im Vordringen sind, lassen sich aufgrund ihrer größeren Komplexität nicht in das hier aufgestellte Familienschema einordnen — es gibt in MOS-Technik keine IC-Familien wie in bipolarer Technik. Die aus der bipolaren „Large Scale Integration" bekanntgewordenen Entwicklungen, die auf der RTL-, DTL-, modifizierten ECL- und TTL-Technik aufbauen, zeigen, daß mehrere Logik-Familien sehr ausbaufähig sind und auch in Zukunft besondere Bedeutung haben werden. Nachfolgend werden die verschiedenen Logik-Gattungen bewertet und nach ihren Anwendungsmöglichkeiten untersucht.

2. DCTL - RTL - RCTL

Die ersten integrierten Schaltungen auf dem Markt waren ausnahmslos als DCTL (Direct coupled Transistor Logic) ausgeführt oder von dieser abgeleitet. Dieses Konzept erlaubt den Aufbau sehr einfacher und wirtschaftlicher Schaltungen. Die ursprüngliche Version sieht nur niederohmige Kollektorwiderstände und die den Eingängen zugeordneten Transistoren vor, die oft noch einen gemeinsamen Kollektor aufweisen. Die Verbindung von den Kollektoren der Treiber zu den Basen der angesteuerten Blöcke erfolgt direkt ohne weitere Koppelelemente. Damit auch der Transistor mit der größten Basis-Emitter-Spannung noch genügend Basisstrom erhält, muß die Streuung dieses Parameters sehr gering sein. Die Folge ist eine geringe Ausbeute in der Fertigung. Abhilfe wurde durch die Einführung eines Serienwiderstandes in der Basiszuleitung geschaffen. Die so entstandene Anordnung wird vielfach als RTL (Widerstands-Transistor-Logik) bezeichnet. Die Schaltgeschwindigkeit wurde dadurch reduziert und liegt in der Größenordnung von 10 bis 12 Nanosekunden, die Leistungsaufnahme beträgt 12 bis 20 Milliwatt pro Gatter. Der Lastfaktor (Fan-out) wird gewöhnlich im Interesse eines größeren Störabstandes begrenzt und liegt zwischen 6 und 16. Der Störabstand wird mit 300 Millivolt (typisch) und 100 Millivolt (worst case) angegeben. Er ist temperaturabhängig. Die Impedanz am Eingang und am Ausgang ist relativ niederohmig. Betreibt man die RTL-Schaltungen unterhalb der oberen Temperaturgrenze und vermeidet eine größere Temperaturdifferenz zwischen den einzelnen Schaltungen, so ist der Störabstand ausreichend.

Die Widerstands-Transistor-Logik hat eine gute Verbreitung gefunden. Das Programm enthält so komplexe Schaltungen wie Dekadenzähler, Vier-Bit-Speicher und BCD-Dezimal-Decodier-Treiber. Der Einsatz erfolgt vorzugsweise in der Flugzeugelektronik, in Industriesteuerungen sowie in peripheren Datenverarbeitungsanlagen.

Die „Low-Power"-Version, auch mW RTL genannt, nimmt nur 3 bis 4 Milliwatt auf und hat eine typische Verzögerungszeit von 25 Nanosekunden. Sie ergänzt die RTL-Reihe und kommt vor allem in militärischen Anlagen zum Einsatz.

Zu den neuesten Entwicklungen gehört eine Super-RTL-Reihe, die bei einer typischen Verzögerungszeit von 8 Nanosekunden nur etwa 6 Milliwatt aufnimmt und damit im Verhältnis Verzögerungszeit zur Leistungsaufnahme alle anderen zur Zeit erhältlichen Schaltungen übertrifft.

Die RCTL (Widerstands-Kondensator-Transistor-Logik) galt lange Zeit als das IC mit der geringsten Leistungsaufnahme (2 Milliwatt/Gatter). Trotz einer kapazitiven Überbrückung der Basiswiderstände muß sie auf Grund der durch die großen Kapazitäts- und Widerstandswerte bedingten großen parasitären Kapazitäten als eine der langsamsten Schaltungsarten angesehen werden. Der Lastfaktor beträgt 4 bis 5 und die maximale Taktfrequenz 1 Megahertz.

Alle vorgenannten Schaltungsfamilien wurden sehr umfangreichen Lebensdauerprüfungen unterzogen und ergaben bei mehreren hundert Millionen Betriebsstunden sehr geringe Ausfallraten und finden nicht zuletzt aus diesem Grunde dort, wo es auf hohe Zuverlässigkeit ankommt, in besonderem Maße Verwendung. Dennoch kann man feststellen, daß die RCTL-Schaltungen durch die Entwicklung der „Low Power" DTL und TTL sowie der MOS-Schaltungen den Höhepunkt ihrer Bedeutung überschritten haben.

3. DTL

Die integrierte DTL (Dioden-Transistor-Logik) enthält anstelle des Basislängswiderstandes zwei Offsetdioden. Diese Schaltungskonfiguration wird auch LLL (Low Level Logic) oder Doppel-Dioden-Logik genannt. Wird eine der Offsetdioden durch einen Transistor ersetzt, so können die Toleranzen für den Ausgangstransistor erheblich erweitert werden, was einer Erhöhung der Ausbeute gleichkommt. Auch kann die Eingangs-Diodenmatrix mit einer gemeinsamen Anode ausgeführt werden. Die Isolation zum Substrat erfolgt durch eine gemeinsame N-Zone. Eine derartige Anordnung ist dem Mehrfach-Emitter-Transistor sehr ähnlich.

Die Dioden-Transistor-Logik hatte 1967, weltweit gesehen, den weitaus größten Marktanteil. Dies ist u. a. auf folgende Faktoren zurückzuführen: Die DTL-Serien einiger Hersteller sind gut ausgebaut. Sie enthalten neben Sechsfach-Umkehrstufen auch Leistungstreiber für Lampen und Relais sowie monostabile Multivibratoren. Eine meist mögliche Erweiterung der Eingänge sowie die Eignung zum „wired OR" (Parallelschaltung der Ausgänge) machen die DTL äußerst attraktiv. Der durch Verbinden der Ausgänge (wired OR) erhältliche zusätzliche logische Pegel läßt Einsparungen bis zu 20 % ohne Verwendung von Sondertypen zu.

Der worst case Störabstand ist sehr beträchtlich (ITT 930er Reihe 450 Millivolt). Für die meisten Geräte und Anlagen reicht die Schaltgeschwindigkeit von DTL-Schaltungen völlig aus. Man erzielt z. B. bei der 930er Serie Taktfrequenzen bis zu ca. 3,5 Megahertz. Die Leistungsaufnahme ist mit ca. 8 Milliwatt niedrig. Die Verdrahtung ist verhältnismäßig unkritisch. Neben der normalen 930er Reihe gibt es eine "Low-Power"-DTL, die bei einer Verzögerungszeit von 60 Nanosekunden eine Leistungsaufnahme von 1 Milliwatt/Gatter hat.

Die DTL-Schaltungen finden insbesondere in Militärgeräten, Industriesteuerungen, sowie langsameren und mittelschnellen Computern Verwendung. Folgenden Abwandlungen der DTL kommt eine gewisse Bedeutung zu:

MOD DTL - Modifizierte DTL; die UND-Bedingung am Eingang wird mit PNP-Transistoren realisiert. Das P-dotierte Substrat bildet hierbei die Kollektorzone. Als besondere Merkmale sind der hohe Lastfaktor von 10 und die niedrige Ausgangsimpedanz von 50 bis 100 Ohm zu erwähnen.

LC DTL - Load Compensating DTL; eine Gegenkopplung in der Ausgangsstufe verhindert ein Durchsteuern in den Sättigungsbereich. Die Kollektor-Emitter-Restspannung ist von der Last weitgehend unabhängig.

DTLZ - DTL mit Z-Diode; die Funktion der Offsetdiode wird von einer Z-Diode übernommen, wodurch ein höherer Störabstand gewonnen wird.

MHTL - High Threshold Logic; die Z-Diode ist in die Basis-Emitter-Strecke des Ausgangstransistors eindiffundiert. DTLZ und MHTL sind für eine Speisespannung von 12 bis 15 Volt ausgelegt, und der Störabstand beträgt 4 bis 5 Volt. Es stehen jedoch nur wenige Schaltungstypen zur Verfügung, die Fertigung ist nicht einfach. Eine höhere Komplexität läßt sich bei der hohen Verlustleistung nur schwer verwirklichen.

VTL - Variable Threshold Logic; der Störabstand kann mittels einer Hilfsspannung von 1 bis 4 Volt variiert werden. Es sind jedoch zwei Speisespannungen erforderlich.

4. TTL oder T^2L

Die Frühformen der TTL (Transistor-Transistor-Logik) wiesen nur teilweise einen Mehrfach-Emitter-Transistor auf oder hatten keinen Gegentaktausgang und führten u. a. die Bezeichnungen METL (Multiple Emitter Transistor Logic), TCL (Transistor Coupled Logic), MECL (Multiple Emitter Coupled Logic) und LL TTL (Low Level TTL). Die TTL-Schaltung in der heutigen Form geht auf das 1963 für die Phönix-Rakete entwickelte Phönix-Gate zurück und wird zum Unterschied von der LL TTL auch als HL TTL (High Level TTL) bezeichnet.

Das TTL-Programm enthält die schnellsten gesättigten logischen Schaltordnungen. Mit Verzögerungszeiten von 5 Nanosekunden und Taktfrequenzen der Flip-Flops von 60 Megahertz werden die Geschwindigkeiten einiger ungesättigter Logikschaltungen erreicht. Die hohe Schaltgschwindigkeit resultiert aus den geringen parasitären Kapazitäten des Mehrfach-Emitter-Transistors, aus dessen Betriebsart (die Kollektor-Basis-Strecke ist stets leitend), der wesentlich verkleinerten Geometrie und dem Gegentaktausgang, der auch in der DTL-Technik schon vorkommt. Er war erforderlich, um die im Eingang erzielte Schnelligkeit auch auszunutzen. Die TTL eignet sich damit auch ausgezeichnet zum Schalten kapazitätsbehafteter Lasten (z. B. Multilayerbord), und die Unempfindlichkeit gegen Störspannungen ist hervorragend.

Beim Einsatz der TTL-Bauelemente muß jedoch einigen strukturell bedingten und je nach Fabrikat recht unterschiedlich in Erscheinung tretenden Eigenheiten sorgfältig Rechnung getragen werden. Dazu gehört der während des Umschaltens der Ausgangstransistoren kurzzeitig auftretende Kurzschlußstrom, der bis zu 100 Milliampere beträgt. Die Verlustleistung kann dadurch bei hohen Schaltfrequenzen erheblich ansteigen und bei einer Taktfrequenz von 20 Megahertz Werte bis zu 200 Milliwatt pro Gatter und 300 Milliwatt pro Flip-Flop erreichen. Durch entsprechende Dimensionierung des Widerstandsverhältnisses der Kollektor- und Emitterwiderstände in der Phasenumkehrstufe können die Stromspitzen jedoch stark reduziert werden. Die sehr schnellen Schaltflanken von 1 bis 5 Nanosekunden können Überschwingen verursachen, was in Verbindung mit Leitungsreflexionen zu Störungen führt (ringing). Die Speisespannungs- und Masseleitungen müssen sehr niederohmig ausgeführt sein, und die Signalleitungen sind u. U. sorgfältig anzupassen.

Manche Anwender haben sich bislang in kritischen Fällen mit externen Clampingdioden geholfen. TTL-Schaltungen von ITT z. B. begrenzen das ringing durch am Eingang eindiffundierte Dioden auf −0,7 und +6 Volt.

Der Grad an Komplexität einiger Schaltungen hat einen beträchtlichen Stand erreicht, nicht zuletzt aufgrund der von vornherein kleineren Geometrie. Das Angebot umfaßt so umfangreiche ICs wie Vier-Bit-Volladdierer und Acht-Bit-Schieberegister. Allgemein kann festgestellt werden, daß zur Zeit die Fertigungsausbeute bei der DTL noch höher liegt. Das Fehlen der Möglichkeit von „wired OR"-Verbindungen bei TTL bedeutet den Einsatz zusätzlicher Gattertypen.

Zu der TTL zählt auch die Utilogic, die AND- und NOR-Gatter enthält, deren typischer Störabstand bei 1,2 Volt liegt und die u. a. auch für einen Temperaturbereich von −20 °C bis +85 °C gefertigt wird.

Die **HNIL** - High Noise Immunity Logic - zeichnet sich durch einen Störabstand von 1,5 bis 1,8 Volt aus.

Die **MEL** - Micro Energy Logic - hat eine äußerst niedrige Leistungsaufnahme von nur 0,44 Milliwatt pro Gatter.

Die **SSL** - Super-Speed Logic ist die schnellste TTL-Schaltung mit einer Gatterlaufzeit von 5 Nanosekunden und einer maximalen Taktfrequenz der Flip-Flops von 60 Megahertz.

5. CML oder ECL

Die Grundschaltung der CML (Current Mode Logic) oder ECL (Emitter Coupled Logic) besteht aus einem Differenzverstärker mit einer durch eine Referenzspannung vorgegebenen Schaltschwelle. Die erreichbaren Geschwindigkeiten gehen bis in den Subnanosekundenbereich und werden durch den ungesättigten Betrieb der Transistoren und den kleinen Spannungshub erzielt. Beim Schalten treten praktisch keine Stromspitzen auf. Die Leistungsaufnahme ist konstant, und der Signalstrom ist auch bei kapazitiven Lasten verhältnismäßig gering. Die Ausgänge sind niederohmig und meistens auf Leitungsimpedanzen von 100 oder 300 Ohm ausgelegt. Die Ausgangssignale stehen fast immer in komplementärer Form zur Verfügung. Sehr unterschiedlich wird oft der Störabstand beurteilt. Er beträgt typisch immerhin 40 bis 50 % des Spannungshubes und 20 bis 25 % worst case. Berücksichtigt man jedoch die vorgenannten Eigenschaften sowie den Umstand, daß Störspannungen auf der Masse- oder der Speisespannungsleitung kaum verstärkt werden, so ergibt sich bei sorgfältigem Aufbau eine gute Störfreiheit. Die Gleichspannungsstabilität ist im eingeschränkten Temperaturbereich im allgemeinen recht gut. Die Leistungsaufnahme mit 35 bis 65 Milliwatt ist jedoch nicht unbeträchtlich.

Die ECL ist für eine monolithische Fertigung gut geeignet, da die Transistor-Daten nicht sehr kritisch sind, es bei den Kollektor- und Emitterwiderständen hauptsächlich auf das Widerstandsverhältnis ankommt und die vorkommenden Widerstandswerte relativ klein sind. Außer den bereits genannten gibt es noch folgende Bezeichnungen:

MECL - Multiple Emitter Coupled Logic,
ECCSL - Emitter Coupled Current Steered Logic,
ECLO - Emitter Coupled Logic Operator
E^2CL - die Emitterfolger wurden vom Ausgang in die Eingänge verlegt und die Geschwindigkeit erhöht (2 bis 3 Nanosekunden gegenüber 5 Nanosekunden).
ASLT - Advanced Solid Logic Technology - eine ECL-Schaltung der IBM in hybrider Ausführung.

6. CTL

Die Emitterfolger-Logik CTL (Complementary Transistor Logic) zählt ebenfalls zu den schnellsten und ungesättigten Logikarten und hat eine Verzögerungszeit von 2 bis 3 Nanosekunden. Den Eingängen sind PNP-Emitterfolger zugeordnet, während im Ausgang ein NPN-Transistor liegt. Der Pegel verschiebt sich innerhalb des Blockes nur unwesentlich; nach drei oder vier Stufen muß jedoch, um auch eine Störschwelle zu bekommen, ein Inverter zwischengeschaltet werden. Der Spannungshub ist größer als bei der ECL, und die Anstiegszeiten sind relativ langsam (7 bis 10 Nanosekunden). Dadurch ergibt sich eine einfache Verarbeitung. Lediglich bei kapazitiver Belastung muß der Schwingneigung Beachtung geschenkt werden. „wired OR" ist möglich.

7. CCSL und DCL

Es liegt der Gedanke nahe, die Vorteile einzelner Schaltungsarten zu kombinieren und Systeme mit verschiedenen kompatiblen Logikarten aufzubauen. Dies wird auch u. a. von den Herstellern der CCSL (Compatible Current Sinking Logic) und der DCL (Designers Choise Logic) propagiert. Es ist jedoch hierbei eine gewisse Vorsicht geboten, da z. B. die schnellen TTL-Schaltungen mit ihren kurzen Anstiegszeiten und dem nicht unbeträchtlichen Kurzschlußstrom beim Schalten erhebliche Störspannungen erzeugen können, die von DTL-Schaltungen ohne Gegentaktausgang oft nur ungenügend unterdrückt werden.

Ein weiteres Problem besteht in der Belastbarkeit der langsameren Schaltungen. Der Ausgang einer Schaltung kann beim Übergang auf die nächst schnellere Schaltungsserie innerhalb der CCSL unter Umständen nur mit einem Block belastet werden.

Dies bedeutet einen gewissen Mehraufwand. Der minimale Lastfaktor innerhalb der DCL beträgt immerhin 4,5.

8. Schlußbetrachtung

Man sieht, daß die Vielzahl der Logik-Arten auf wenigen Grundtypen aufbauen. Je nach Verwendungszweck muß sich der Anwender die geeignetste heraussuchen, da jede ihre besonderen Eigenschaften mitbringt. Dabei spielen nicht nur die technischen Eigenschaften, sondern auch der Preis und die Liefermöglichkeiten eine Rolle.



INTERMETALL Sonderdruck

7
1961

Kollektor-Durchbruchserscheinungen an Leistungstransistoren

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Unser **Lieferprogramm** enthält folgende PNP-Germanium-Leistungstransistoren:

PNP-Germanium-Leistungstransistoren für NF-Endstufen, Spannungswandler und Schalter hoher Leistung

Typ	Kennwerte bei T_U = 25° C					Grenzwerte				
	Kollektor-Basis-Stromverhältnis bei $-U_{CE}$ = 2 V, $-I_C$ = 2 A B	Kollektor-Sättigungsspannung bei $-I_C$ = 2 A, $-I_B$ = 0,2 A $-U_{CE\,sat}$ (V)	Kollektorreststrom bei $-U_{CB0\,max}$ $-I_{CB0}$ (mA)	Koll.-Em.-Durchbruchspannung bei $-I_C$ = 0,5 A, $-I_B$ = 0 $-U_{(BR)\,CEO}$ (V)	Wärmewiderstand Sperrschicht-Gehäuseboden R_{thG} (°C/W)	Kollektor-Basis-Spannung $-U_{CB0}$ (V)	Kollektor-Emitter-Spannung bei U_{BE} = 1 V $-U_{CEV}$ (V)	Emitter-Basis-Spannung $-U_{EB0}$ (V)	Kollektorstrom $-I_C$ (A)	Sperrschichttemperatur T_j (°C)
2 N 2061 A	20 ... 60	< 0,8	< 2	> 15	< 0,8	20	20	10	5	100
2 N 2063 A	20 ... 60	< 0,8	< 2	> 20	< 0,8	40	30	20	5	100
2 N 2065 A	20 ... 60	< 0,8	< 5	> 40	< 0,8	80	60	30	5	100
2 N 2062 A	50 ... 140	< 0,5	< 2	> 15	< 0,8	20	20	10	5	100
2 N 2064 A	50 ... 140	< 0,5	< 2	> 20	< 0,8	40	30	20	5	100
2 N 2066 A	50 ... 140	< 0,5	< 5	> 40	< 0,8	80	60	30	5	100
2 N 257	30 ... 40*)	< 1,5	< 2	–	< 1,5	40	30	30	4	90
2 N 268	28 ... 38*)	< 2	< 2	–	< 1,5	80	60	40	4	90

*) Leistungsverstärkung (dB) bei $-U_{CE}$ = 14 V, $-I_C$ = 0,5 A, R_G = 10 Ω, R_L = 30 Ω, P_0 = 1,2 W

PNP-Germanium-Leistungstransistoren für NF-Endstufen, Spannungswandler und Schalter hoher Leistung

Typ	Kennwerte bei T_U = 25°C											Grenzwerte			
	Kollektor-Basis-Stromverhältnis bei $-U_{CE}$ = 2 V		Kollektor-Sättigungsspannung		Kollektorreststrom		Grenzfrequenz bei $-U_{CE}$ = 2 V, i_c = 0,5 A		Koll.-Emitter Durchbruchspannung bei I_B = 0		Wärmewiderstand Sperrsch.-Geh.-Boden	Kollektor-Basis-Spannung	Emitter-Spannung	Kollektorstrom	Sperrschichttemperatur
	B	bei $-I_C$ (A)	$-U_{CE\,sat}$ (V)	bei $-I_C/-I_B$ (A / A)	$-I_{CB0}$ (mA)	bei $-U_{CB}$ (V)	f_β (kHz)	bei $-I_C$ (A)	$-U_{(BR)\,CEO}$ (V)	bei $-I_C$ (A)	R_{thG} (°C/W)	$-U_{CB0}$ (V)	bei $U_{EB}>0$ $-U_{CE0}$ (V)	I_C (A)	T_j (°C)
CDT 1311	40..120	2	0,7(<1,5)	5/0,5	1 (<2)	30	6 (>3)	2	> 40	1	0,8(<1,5)	60	35	5	95
CDT 1313	40..120	2	0,7(<1,5)	5/0,5	1 (<2)	50	6 (>3)	2	> 60	1	0,8(<1,5)	100	55	5	95
2 N 1146	> 30	15	0,5(<1)	15/1	2 (<4)	20	4 (>2)	5	> 20	1,5	< 0,8	40	20	15	95
2 N 1146 A	> 30	15	0,5(<1)	15/1	2 (<4)	30	4 (>2)	5	> 30	1,5	< 0,8	60	30	15	95
2 N 1146 B	> 30	15	0,5(<1)	15/1	2 (<4)	40	4 (>2)	5	> 40	1,5	< 0,8	80	40	15	95
2 N 1146 C	> 30	15	0,5(<1)	15/1	2 (<4)	50	4 (>2)	5	> 50	1,5	< 0,8	100	50	15	95
CTP 1500	30..75	5	0,5(<0,8)	12/2	4 (<8)	100	–	–	> 65	1	< 1	100	60	15	95
CTP 1503	30..75	5	0,5(<0,8)	12/2	4 (<8)	80	–	–	> 55	1	< 1	80	50	15	95
CTP 1504	30..75	5	0,5(<0,8)	12/2	4 (<8)	60	–	–	> 40	1	< 1	60	35	15	95
CTP 1508	30..75	5	0,5(<0,8)	12/2	4 (<8)	40	–	–	> 25	1	< 1	40	20	15	95
CTP 1544	25..125	25	0,5(<1)	25/2	2 (<4)	30	4 (>2)	5	> 30	1,5	< 1	60	30	25	95
CTP 1545	25..125	25	0,5(<1)	25/2	2 (<4)	40	4 (>2)	5	> 40	1,5	< 1	80	40	25	95
CTP 1552	25..125	25	0,5(<1)	25/2	2 (<4)	20	4 (>2)	5	> 20	1,5	< 1	40	20	25	95
CTP 1553	25..125	25	0,5(<1)	25/2	2 (<4)	50	4 (>2)	5	> 50	1,5	< 1	100	50	25	95

Kollektor-Durchbruchserscheinungen an Leistungstransistoren

Bei Leistungstransistoren gibt es Anwendungsfälle, in denen dem ersten Anschein nach die vom Transistorhersteller angegebenen Grenzwerte für Kollektorspannung, Kollektorstrom und Verlustleistung nicht überschritten werden, in denen aber doch eine Überlastung der Transistoren auftritt.

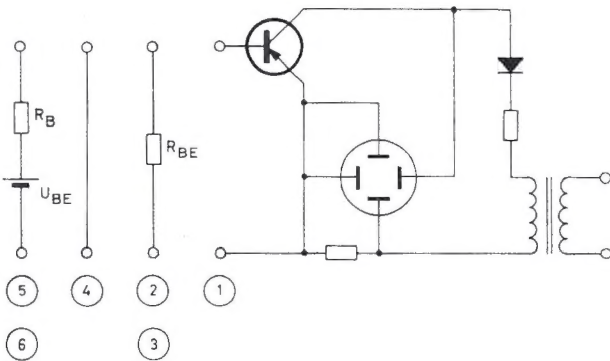
In der Literatur werden viele Methoden angegeben, durch die das Auftreten von Spannungsspitzen am Transistor verhindert werden kann, z. B. Begrenzer-Dioden, Puffer-Kondensatoren am Ausgang von Gleichspannungswandlern und Dioden im Basis-Kreis zwecks Verhinderung einer zu hohen Basis-Emitter-Sperrspannung. Diese Elemente können aber nur dann wirksam eingesetzt werden, wenn dem Anwender das Verhalten des Transistors im Durchbruchsgebiet bekannt ist.

Die Transistor-Hersteller geben die höchstzulässigen Kollektor-Emitter-Spannungen bei verschiedenen Basis-Emitter-Spannungen und Basis-Emitter-Widerständen an. Der Zweck dieser Schrift ist es, diese Angaben zu begründen, die Unterschiede zwischen den Angaben verschiedener Hersteller zu erläutern und damit dem Ingenieur, der die Schaltungen entwirft, die sinnvolle Anwendung dieser Angaben zu ermöglichen.

A) Form der Kollektor-Emitter-Durchbruchs-Kennlinien

Bild 2 zeigt die typischen Kollektor-Emitter-Durchbruchs-Kennlinien des Ge-Leistungstransistors 2 N 268. Aufgenommen wurden diese Kurven mit einem Kennlinienschreiber in der Meßschaltung nach Bild 1. Ein Schutzwiderstand begrenzte den Kollektorstrom und verhinderte die Beschädigung des Transistors beim Schreiben der negativen Kennlinienteile.

Bild 1: Meßschaltung zur Aufnahme der Kollektor-Emitter-Druchbruchs-Kennlinien



1. Abbruchspannung der Kollektor-Basis-Diode bei offenem Emitter (Bild 2, Kurve 7)

Obwohl der 2 N 268 eine höchstzulässige Kollektor-Basis-Spannung von $-U_{CBO}$ = 80 V hat, steigt der Sperrstrom beim Überschreiten dieses Wertes nur allmählich an, wie man aus Kennlinie (7) ersieht. Der differentielle Widerstand wird erst bei ca. 150 V zu Null. Dann erfolgt eine lawinenartige Ladungsträger-Vervielfachung (avalanche breakdown). Die Ladungsträger werden in dem starken Feld der Sperrschicht in der Nähe des Kollektor-Überganges beschleunigt, stoßen dann gegen Atome in der Übergangsregion und machen dadurch zusätzliche Ladungsträger frei. Der Multiplikationsfaktor M ist bei niedrigen Kollektorspannungen gleich 1, steigt mit der Spannung allmählich an und wird unendlich bei der Abbruchspannung der Kollektordiode. Diese Spannung wächst mit dem spezifischen Widerstand des Basis-Materials.

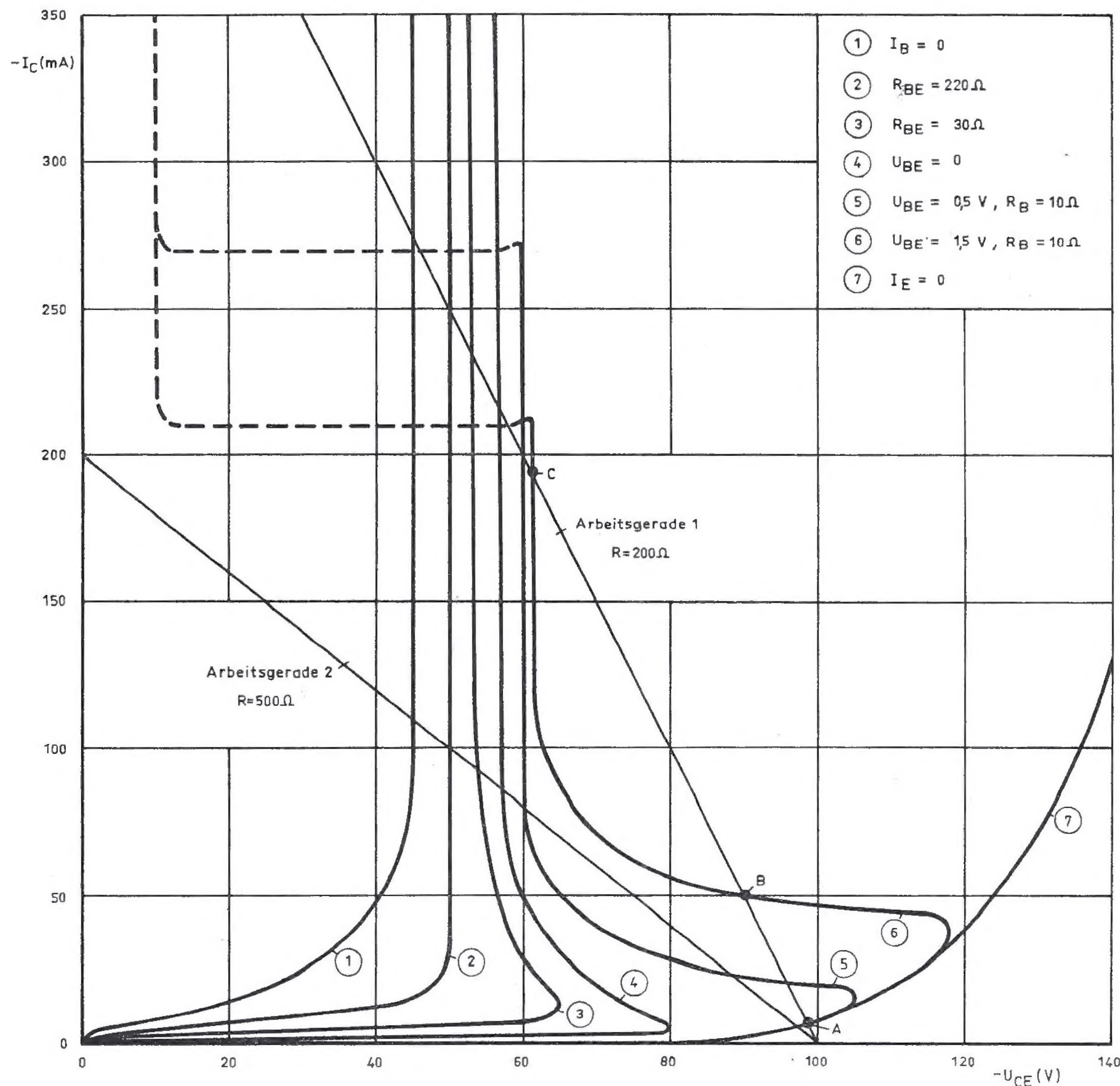
2. Kollektor-Emitter-Durchbruch bei offener Basis (Bild 2, Kurve 1)

Legt man bei offener Basis eine Spannung zwischen Kollektor und Emitter, so zeigt sich, daß bei niedriger Spannung der Kollektorstrom gleich dem Reststrom der Kollektor-Basis-Diode mal $\frac{1}{1-\alpha_0 \cdot M}$ ist, wobei α_0 Die Gleichstromverstärkung in Basisschaltung ist. Ihr Wert liegt etwas unter 1. Mit steigender Kollektorspannung wächst M. Wenn $M \cdot \alpha_0 = 1$ ist, wird $\frac{1}{1-\alpha_0 \cdot M} = \infty$, und der Kollektorstrom steigt unbegrenzt. Für den Transistor nach Bild 2 beträgt diese Durchbruchsspannung $-U_{(BR)\,CEO} = 45\,V$.

Bei gegebenem Widerstand des Basismaterials steht die Durchbruchsspannung bei offener Basis im umgekehrten Verhältnis zu der Gleichstromverstär«ung in Basisschaltung. Bei Transistoren mit höherem α_0 wird die Gesamtstromverstärkung $\alpha_0 \cdot M$ schon für kleinere Werte von M zu 1. Da der Multiplikkationsfa«tor M eine Funktion der Durchbruchsspannung der Kollektor-Basis-Diode bei $I_E = 0$ ist, ergibt sich also für Transistoren mit höherer Stromverstärkung eine geringere Kollektor-Emitter-Durchbruchsspannung.

Bei Arbeitsbedingungen zwischen den Grenzfällen Emitter offen und Basis offen erhält man Kurven, die zwischen den beiden beschriebenen Grenzkurven 1 und 7 liegen.

Bild 5: Typische Kollektor-Emitter-Durchbruchskennlinien des Ge-Leistungstransistors 2 N 268



3. Kollektor-Emitter-Durchbruch bei positiv vorgespannter Basis (Bild 2, Kurven 5 und 6)

Legt man eine positive Vorspannung an die Basis, so kann man den Emitter als praktisch offen ansehen. Der Kollektorstrom ist nahezu gleich dem Kollektor-Basis-Reststrom $-I_{CB\,0}$ und wird nicht von der Stromverstärkung beeinflußt. Der Transistor hält höhere Spannungen als $-U_{(BR)CE\,0} = 45$ V aus. Bei Erhöhung der Kollektorspannung steigt $-I_{CB\,0}$ nach Kurve 7, bis $(-I_{CB\,0}) \cdot (R_B +$ Basisbahnwiderstand) größer wird als die angelegte Vorspannung. Das tritt in Kurve 5 bei $-U_{CE} = 105$ V und in Kurve 6 bei $-U_{CE} = 118$ V ein. Wenn die angelegte Vorspannung einmal überschritten ist, wird die Basis-Emitter-Strecke leitend, und der Kollektorstrom steigt plötzlich an, weil nun die Stromverstärkung des Transistors wieder einsetzt. [1]. Aus den Kurven von Bild 2 sieht man, daß bei dieser Zunahme des Kollektorstromes die Kollektorspannung abnimmt und sich der Kurve 1 ($I_B = 0$) nähert. Der genaue Kennlinienverlauf innerhalb dieses Bereiches negativen Widerstandes hängt davon ab, wie α_0 sich mit steigendem Kollektorstrom und $-I_{CB\,0}$ sich mit abnehmender Kollektorspannung ändern.

Es ist gefährlich, eine Arbeitsgerade durch diesen Bereich negativen Widerstandes zu legen. Es führe beispielsweise im Fall der Kurve 6 ($U_{BE} = 1{,}5$ V, R_B 10 Ω) eine 200 Ω-Arbeitsgerade 1 von 100 V auf der $-U_{CE}$ -Achse nach 0,5 A auf der $-I_C$ -Achse. Diese Arbeitsgerade schneidet die Kurve 6 in den Punkten A, B und C. Davon liegen B und C im Bereich negativen Widerstandes. Beim Umschalten vom durchgesteuerten zum gesperrten Zustand bleibt der Transistor bei Punkt C hängen, anstatt nach Punkt A durchzuschalten. Die hohe Kollektorverlustleistung bei C kann dazu führen, daß der Transistor infolge zu starker Erwärmung zerstört wird. Den Betrieb in dem Bereich negativen Widerstandes kann man dadurch vermeiden, daß man bei den Arbeitsbedingungen der Kurve 6 nur Spannungen bis zu 60 V zuläßt, denn der negative Teil dieser Kurve unterschreitet den Wert von 60 V nicht.

Um eine Spannung anzugeben, unterhalb welcher sicheres Arbeiten möglich ist, nennen einige Hersteller Meßpunkte bei einem Kollektorstrom von ca. 200 ... 300 mA bei bestimmten Basisvorspannungen und -widerständen, z. B. Punkt C. Der hohe Strom stellt sicher, daß dieser Meßpunkt im Kennlinienteil jenseits des negativen Bereiches liegt. Die Angabe eines Meßpunktes in der Nähe der Spitzenspannung der Kurve hätte nur bedingten Wert. Es könnte z. B. unter den Bedingungen der Kurve 6 angegeben werden, daß bei einem Kollektorstrom von 15 mA die Spannung größer als 100 V ist. Sicheres Arbeiten mit 100 V wäre aber nur möglich mit genügend hohem Lastwiderstand. Die früher erwähnte Arbeitsgerade 1 wäre dafür ungeeignet. Die Arbeitsgerade 2 (die einem höheren Widerstand entspricht) würde dagegen einen sicheren Betrieb bei $U_{BE} = 1{,}5$ V und $R_b = 10\,\Omega$ erlauben, da sie die Kurve 6 nur in einem stabilen Arbeitspunkt schneidet.

4. Kollektor-Emitter-Durchbruch bei Widerstand zwischen Emitter und Basis (Bild 2, Kurven 2, 3 und 4)

Wenn der gesperrte Zustand des Transistors herbeigeführt wird durch einen Widerstand R_{BE} zwischen Basis und Emitter, durch den ein Teil des Kollektorreststromes $-I_{CB\,0}$ fließt, erhält man Kurven in einem Gebiet, das durch die Kennlinien 1 und 4 begrenzt ist. Kurve 4 gilt für $R_{BE} = 0$ und Kurve 1 für $R_{BE} = \infty$. Mit steigendem R_{BE} nimmt die Durchbruchsspannung in Richtung auf die von Kurve 1 ab; der Reststrom steigt in Richtung auf $(-I_{CB\,0}) \times \frac{1}{1 - \alpha_0}$. Die Kennlinien für niedrige Widerstände R_{BE} zeigen auch Bereiche negativen Widerstandes.

Die Kollektor-Emitter-Spannung bei $-I_C = 300$ mA und $R_{BE} = 0$ entsprechend $U_{BE} = 0$ wird oft von den Herstellern als $-U_{CEmax}$ bezeichnet. Dieser Wert ist gewöhnlich einige Volt geringer als $-U_{CEmax}$ bei positiver Basisvorspannung.

B) Sekundäre Durchbruchserscheinungen

Außer dem Kollektor-Emitter-Durchbruch im Gebiet der negativen Kennlinien gibt es noch den sekundären Durchbruch, der bei örtlicher Überhitzung in der Sperrschicht auftritt.

Verfolgt man eine Kennlinie weiter zu höheren Kollektorströmen hin, so bleibt die Spannung fast konstant bis zu einem Wert I_m. Geht man über diesen Punkt hinaus, so fällt $-U_{CE}$ plötzlich auf einen niedrigen Wert. In Bild 2 ist das Gebiet des sekundären Durchbruchs bei den Kurven 5 und 6 eingezeichnet [2]. Dieser Effekt rührt von einer heißen Stelle in der Sperrschicht her, die sich durch Konzentration des Stromes auf eine kleine Fläche bildet. Der Basisstrom fließt vom ringförmigen Basisanschluß in radialer Richtung einwärts durch die dünne Basisschicht zwischen Emitter und Kollektor. Da dieser Weg einen Widerstand aufweist, entsteht ein Spannungsgefälle, welches den Kollektorstrom in der Mitte der Basis konzentriert.

Betreibt man den Transistor wiederholt im Bereich des sekundären Durchbruchs, so wird nach und nach die Sperrschicht zerstört, bis Emitter und Kollektor kurzgeschlossen sind.

Bei Transistoren mit geringen Basisdicken (hoher Verstärkung) und mit Germanium hohen Widerstandes (für Betrieb mit hohen Spannungen) ist I_m geringer, weil der höhere Basiswiderstand einen höheren radialen Spannungsabfall in der Basis hervorruft. Der Wert von I_m ist umgekehrt proportional dem Spannungsgefälle in der Basis und damit dem Basisstrom. I_m ist am höchsten bei offener Basis ($I_B = 0$, Kurve 1 im Bild 2) und am niedrigsten bei positiv vorgespannter Basis (Kurve 6). Bild 2 zeigt einen Wert von $I_m = 270$ mA für Kurve 5 und nur 210 mA für Kurve 6. Für alle anderen Kurven liegt I_m außerhalb des gezeichneten Kennlinienfeldes. Ein typischer Wert für Kurve 1 ist einige Ampere.

Läßt man den Betrieb im Bereich negativen Widerstandes zu, so ist die Wahrscheinlichkeit groß, daß sekundäre Durchbruchserscheinungen auftreten und die Sperrschicht zerstört wird. Diese Gefahr besteht auch bei anscheinend genügend niedriger Betriebsspannung, wenn die Last eine induktive Komponente hat. In diesem Fall gelten für Ein- und Ausschalten verschiedene Lastlinien. Die beim Ausschalten durchlaufene Arbeitskennlinie berührt häufig die Gefahrenzone negativen Widerstandes, besonders dann, wenn der Transistor im eingeschalteten Zustand stark übersteuert war. Ein Transistor wird dann übersteuert, wenn der Basisstrom größer ist als der Quotient Kollektorstrom: Großsignalstromverstärkung.

C) Schlußfolgerungen

1) Bei einem Transistor ist die Spannungsfestigkeit überwiegend durch $-U_{CEmax}$ bestimmt und nicht durch $-U_{CBmax}$.

2) Wenn man unterhalb der für offene Basis zugelassenen Kollektorspannung bleibt, ist man immer sicher in Bezug auf Gebiete negativen Widerstandes und Zerstörung des Transistors infolge sekundärer Durchbruchserscheinungen. Jedoch beträgt diese Spannung gewöhnlich nur etwa die Hälfte des Wertes für $-U_{CBmax}$ und schränkt deshalb den Anwendungsbereich des Transistors stark ein.

3) Der Wert von $-U_{(BR)CE}$ bei $-I_C = 300$ mA bei kurzgeschlossener Basis-Emitter-Strecke oder positiv vorgespannter Basis stellt einen Höchstwert dar, bei dem man sicher ist, daß man während des Betriebes nicht in Bereiche negativen Widerstandes kommt.

4) Bei Schaltungen mit induktiver Last und der Möglichkeit einer Übersteuerung des Transistors sollte man die betriebsmäßig durchlaufende Kurve $-U_{CE}$ über $-I_C$ für einige typische Transistoren auf dem Oszillografen ansehen und alles unternehmen, um die Fläche unter der Arbeitskennlinie möglichst klein zu halten. Das kann geschehen durch Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit und durch Verringerung des Basisstromes.

5) Wenn nicht die Möglichkeit besteht, den Transistor durch eine positive Vorspannung zu sperren, sollte man mit der Kollektorspannung nach Möglichkeit nicht über die Kollektor-Emitter-Durchbruchsspannung bei offener Basis hinausgehen.

6) Da die Kollektor-Emitter-Durchbruchsspannungen von der Stromverstärkung abhängen, sollte der Anwender Transistoren wählen, deren Stromverstärkung nicht größer als unbedingt nötig ist, denn Transistoren mit hoher Stromverstärkung haben bei gleichem $-U_{CBmax}$ niedrigere Werte für $-U_{CEmax}$.

Literatur

[1] Webster, Hasenberg und Kidd: Delayed Collector Conduction, RCA Review, März 1955
[2] Thornton und Simmons: A New High Current Mode of Transistor Operation, IRE PGED Proceedings, Januar 1958



INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH



INTERMETALL Sonderdruck

8
1962

Eigenschaften von Leistungstransistoren

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH



INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Eigenschaften von Leistungstransistoren

An Hersteller von Leistungstransistoren werden oft Fragen ganz allgemeiner Natur gestellt, die im Rahmen eines Datenblattes nicht beantwortet werden können, weil man diesem dadurch seinen Charakter als eine scharf umrissene Beschreibung des Bauelementes nehmen würde. In dieser Druckschrift werden einige der am häufigsten gestellten Fragen beantwortet.

Welche Ausgangsleistung kann ein Leistungstransistor abgeben?

Die Ausgangsleistung ist u. a. begrenzt durch die größte zulässige Verlustleistung des Transistors. Diese wiederum hängt ab von dem Wärmewiderstand zwischen Kristall und Kühlmedium, der Kühlmitteltemperatur und der höchstzulässigen Kristalltemperatur.

Da die Kristalltemperatur nicht direkt gemessen werden kann, muß man eine Größe festlegen, die eine Relation zwischen Kristalltemperatur und Gehäusetemperatur des Transistors herstellt. Diese Größe heißt innerer Wärmewiderstand R_{thG} und ist ein Maß für die Temperaturerhöhung des Kristalls gegenüber dem Gehäuse oder der Grundplatte pro Einheit der abgeführten Verlustleistung. Die Kristalltemperatur wird errechnet, indem man den angegebenen Wärmewiderstand R_{thG} mit der umgesetzten Verlustleistung multipliziert und dazu die an der Transistor-Grundplatte gemessene Temperatur addiert.

Der Leistungstransistor wird üblicherweise mit seiner Grundfläche auf eine Kühlfläche geschraubt. Diese hat auch einen Wärmewiderstand R_{thK}, der sich aus Fläche, Stärke und Werkstoff ergibt. Dieser äußere Wärmewiderstand bestimmt die Temperaturdifferenz zwischen Transistor-Grundplatte und umgebender Luft.

Ein Transistor 2 N 257 hat beispielsweise einen Wärmewiderstand von $R_{thG} < 1{,}5°$ C/W. Die höchstzulässige Kristalltemperatur beträgt 90° C. Eine senkrecht stehende Aluminiumplatte mit den Abmessungen $250 \times 250 \times 3\ mm^3$ hat einen Wärmewiderstand von etwa $R_{thK} = 1{,}5°$ C/W. Montiert man einen 2 N 257 auf eine solche Platte, so beträgt der gesamte Wärmewiderstand zwischen Kristall und Umgebungsluft $R_{thU} = R_{thG} + R_{thK} = 3°$ C/W. Bei 25° C Raumtemperatur kann der Transistor mit $\frac{90-25}{3} = 21{,}7$ W Verlustleistung belastet werden. Steigt die Umgebungstemperatur auf 70° C, so darf die Verlustleistung nur noch $\frac{90-70}{3} = 6{,}7$ W betragen, wenn die zulässige Kristalltemperatur von 90° C nicht überschritten werden soll.

Dabei ist natürlich vorausgesetzt, daß zwischen Transistor-Grundplatte und Kühlfläche kein Temperaturgefälle vorhanden ist. Das gilt annähernd für den Fall, daß die Grundfläche des Transistors dünn mit Silikonfett bestrichen ist, so daß alle Hohlräume damit ausgefüllt sind. Werden Isolierzwischenscheiben aus Glimmer, eloxiertem Aluminium o. ä. verwendet, so sollten auch diese eingefettet werden. Der zusätzliche Wärmewiderstand einer solchen Isolierzwischenlage beträgt ca. 0,1° C/W.

Ist die höchstmögliche Wärmeabfuhr eines Transistors für eine bestimmte Kühlfläche bekannt, so hängt die erzielbare Ausgangsleistung von der Art der Schaltung ab.

Mit einem Eintakt-A-NF-Verstärker (Bild 1) kann man bei Vollaussteuerung einen Wirkungsgrad in der Nähe des theoretischen Maximums von 50 % erreichen. Bei der oben beschriebenen Kühlfläche und 70° C Umgebungstemperatur erzielt man mit einem 2 N 257 eine Leistung von 3 W, entsprechend einer Verlustleistung von 6 W bei fehlender Aussteuerung.

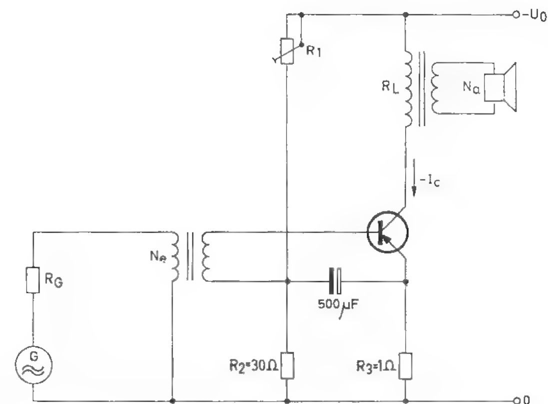


Bild 1: Eintakt-A-NF-Endverstärker

Transistor-Typ			2 N 268	2 N 257
Betriebsspannung	$-U_0$	(V)	28	14
Ausgangsleistung	N_a	(W)	2,5	2,5
Kollektorstrom	$-I_C$	(A)	0,25	0,5
Lastwiderstand	R_L	(Ω)	120	30
Steuerleistung	N_e	(mW)	0,5	1,25
Leistungsverstärkung	v_N	(dB)	37	33
Klirrfaktor	k	(%)	5	5



INTERMETALL Sonderdruck

9
1962

A. Gerlach

Transistoren in Niederfrequenz-Verstärkern

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Ein Gegentakt-B-Verstärker (Bild 2) besitzt bei Vollaussteuerung einen größtmöglichen Wirkungsgrad von 78 %.

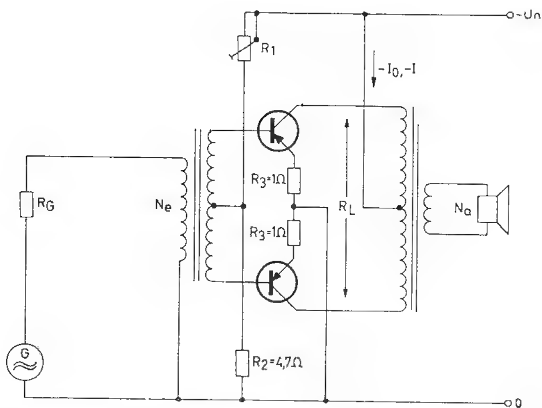


Bild 2: Gegentakt-B-NF-Endverstärker

Transistor-Typ			2 N 268	2 N 257
Betriebs-spannung	$-U_0$	(V)	28	14
Ausgangs-leistung	N_a	(W)	22	10
Ruhestrom	$-I_0$	(mA)	40	40
Strom bei N_a	$-I$	(A)	1,2	1,1
Lastwiderstand	R_L	(Ω)	50	25
Steuerleistung	N_e	(mW)	120	100
Leistungs-verstärkung	v_N	(dB)	22,5	20
Klirrfaktor	k	(%)	10	10
Wirkungsgrad	η	(%)	65	65

In dieser Schaltung tritt die maximale Verlustleistung bei einem Aussteuerungsgrad von 0,64 auf. Der Wirkungsgrad beträgt dann 50 %. Setzt man auf die erwähnte Kühlfläche zwei Transistoren, von denen jeder mit 3 W Verlustleistung belastet wird, so erhält man bei 64 % Aussteuerung eine Ausgangsleistung von 6 W. Bei Vollaussteuerung ist die Ausgangsleistung dann $N = 6\,W \cdot \left(\frac{100}{64}\right)^2 = 14{,}6\,W$.

Bei Spannungswandlern (Bild 3) ist infolge des Schaltbetriebes der Transistoren der Wirkungsgrad wesentlich höher. Bei einem Spannungswandler, in dem zwei Transistoren 2 N 257 einen Strom von 3 A bei einer Spannung von 14 V schalten, kann im ungünstigsten Fall eine Verlustleistung von 3 W pro Transistor auftreten. Die an die Last abgegebene Leistung beträgt etwa 36 W. Ein Paar 2 N 268, das 3 A bei 28 V schalten kann, liefert 78 W bei der gleichen Verlustleistung von 3 W, denn die Verlustleistung im Schaltbetrieb hängt in der Hauptsache vom Strom ab.

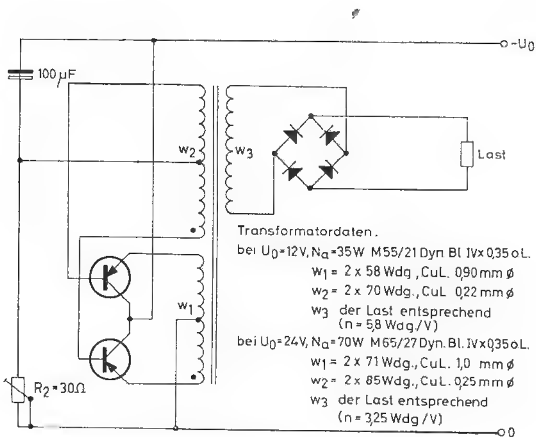


Bild 3: Gegentakt-Spannungswandler

Transistor-Typ			2 N 268	2 N 257
Betriebsspannung	$-U_0$	(V)	24	12
Ausgangsleistung	N_a	(W)	70	35
Stromaufnahme	I	(A)	3,5	3,9
Wirkungsgrad	η	(%)	84	75
Frequenz	f	(Hz)	150	150

Wie ändert sich der Kollektorreststrom mit der Temperatur?

Der Kollektorreststrom $-I_{CB0}$ nimmt mit der Temperatur zu. Man kann die Zunahme nur dann berechnen, wenn man $-I_{CB0}$ in zwei Teile zerlegt. Der eine Teil ist der Kollektorsättigungsstrom $-I_0$. Das ist der theoretische Wert des Reststromes der Kollektor-Basis-Diode. Er hängt vom Widerstand des Germaniums in der Basis ab und von der Flächenausdehnung der Sperrschicht. Dagegen wird der andere Teil des Reststromes, der Oberflächenleckstrom $-I_L$, von den Oberflächenbedingungen des Systems bestimmt. An der Grenzlinie, in der die Sperrschicht an die Oberfläche des Transistors kommt, sind Isolationsfehler vorhanden, über die $-I_L$ fließt. Die Größe von $-I_L$ hängt daher von der Länge dieser Grenzlinie ab. Während der Volumenanteil des Sperrstromes $-I_0$ festliegt durch die gewünschten Kennwerte des Transistors, kann der Oberflächenstrom $-I_L$ durch Sorgfalt im Fertigungsprozeß verringert werden.

Bei Kollektorspannungen von ca. 0,1 V an ist $-I_0$ praktisch unabhängig von der Kollektorspannung bis zum Lawinendurchbruch. Der Lawinendurchbruch wird — ebenso wie die Glimmentladung in Gasen — durch Ladungsträger hervorgerufen, die in einem starken Feld beschleunigt werden und ihrerseits wieder Ladungsträger durch Zusammenstöße mit nichtionisierten Atomen freimachen. Dagegen nimmt $-I_L$ nichtlinear mit der Kollektorspannung zu und ist bei den

Transistoren in Niederfrequenz-Verstärkern* von Albrecht Gerlach, INTERMETALL GmbH

*Sonderdruck aus der Zeitschrift „radio-tv-service" Heft 21/22 1961, Seite 648 .. 655

Der Transistor wird seit etwa 10 Jahren industriell gefertigt und hat in dieser relativ kurzen Zeit eine erstaunliche Entwicklung durchgemacht. Beispielsweise wurden in den Vereinigten Staaten von Amerika im Jahre 1959 82 Millionen Transistoren produziert. Im Jahre 1960 erhöhte sich diese Ziffer um 55 % auf 127 Millionen, während im gleichen Zeitraum die Röhrenproduktion von 432 Millionen um 9 % auf 393 Millionen zurückging.

Dieses Vordringen des Transistors trotz der teilweise niedrigeren Röhrenpreise ist auf seine technischen Vorzüge zurückzuführen. Im Gegensatz zur Röhre benötigt der Transistor keine Heizleistung. Weil er bis zu sehr kleinen Grenzspannungen durchgesteuert werden kann, ist sein Wirkungsgrad besonders hoch. Außerdem ist der Transistor klein, leicht und gegenüber mechanischen Beanspruchungen unempfindlich. Diese Eigenschaften prädestinieren ihn besonders für den Einsatz in tragbaren netzunabhängigen Geräten. Der größte Anteil der gesamten Transistorproduktion wird im Augenblick in transportablen Rundfunk- und Phonogeräten eingebaut, und man kann sagen, daß auf diesem Feld die Röhre fast vollständig verdrängt worden ist.

Es erscheint deshalb angebracht, dem Ingenieur, der sich von der Röhrentechnik auf die Transistortechnik umstellen muß, die für dieses Anwendungsgebiet wichtigen Transistoreigenschaften und Schaltungsgrundlagen zusammenzustellen, wobei sich dieser Aufsatz auf NF-Verstärker beschränkt.

Grundschaltungen

Es ist möglich, Transistoren in drei verschiedenen Grundschaltungen zu betreiben, abhängig davon, welcher Elektrode die Steuerleistung zugeführt und an welcher die Ausgangsleistung abgenommen wird. Eine der drei Elektroden ist jeweils dem Eingangskreis und dem Ausgangskreis gemeinsam, d. h. sie ist wechselstrommäßig geerdet. Diese Elektrode gibt der betreffenden Grundschaltung ihren Namen. In Bild 1 bedeuten i_1 Eingangsstrom, u_1 Eingangsspannung, i_2 Ausgangsstrom und u_2 Ausgangsspannung. Die Basisschaltung ist für die NF-Verstärker praktisch bedeutungslos. Sie wird in HF-Verstärkern bei sehr hohen Frequenzen angewendet und zeichnet sich dadurch aus, daß bei ihr Ausgangs- und Eingangskreis weitgehend entkoppelt sind. Von den beiden verbleibenden Grundschaltungen hat für den NF-Verstärker die Emitterschaltung die größte Bedeutung. Bei ihr fließt der Hauptstrom über die Kollektor-Emitter-Strecke, und die Basis ist Steuerelektrode.

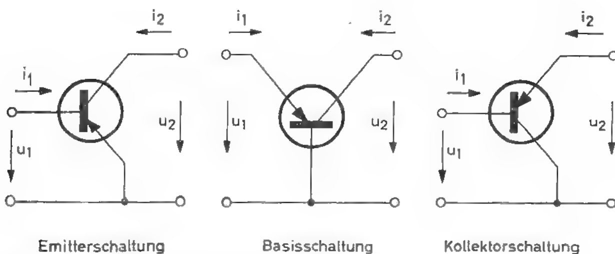


Bild 1: Die drei Transistor-Grundschaltungsarten

Kennwerte

In den Prospekten über NF-Transistoren sind gewöhnlich Kennlinienfelder für diese Grundschaltung angegeben, wie sie Bild 2 zeigt. Bei einem aktiven Vierpol, den der Transistor ja darstellt, kommt es darauf an, die Abhängigkeit von Strom und Spannung im Eingangskreis und Ausgangskreis zu kennen. Zwischen je zwei dieser vier Größen lassen sich insgesamt sechs Beziehungen aufstellen, von denen jedoch nur vier unabhängig voneinander sind, d. h. vier dieser sechs möglichen Abhängigkeiten reichen zur Charakterisierung der elektrischen Eigenschaften des Vierpols aus. Es hat sich eingebürgert, die vier in Bild 2 gezeichneten Kennlinien aufzunehmen und daraus die vier sogenannten h-Parameter aus dem Kennlinienanstieg in einem gewählten Arbeitspunkt zu bestimmen.

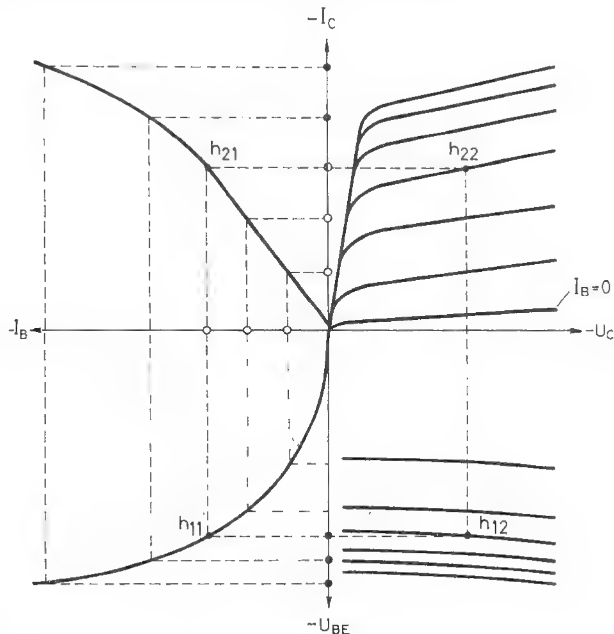


Bild 2: Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \quad (u_2 = 0)$$

Spannungsrückwirkung (Eingang offen)

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \quad (i_1 = 0)$$

Stromverstärkung (Ausgang kurzgeschlossen)

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \quad (u_2 = 0)$$

Ausgangsleitwert (Eingang offen)

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \quad (i_1 = 0)$$

Wenn diese h-Parameter genau bekannt sind, kann man alle Eigenschaften einer Verstärkerstufe ebenso genau errechnen. Die h-Parameter unterliegen jedoch Exemplarstreuungen und sind außerdem vom Arbeitspunkt sowie von der Kristalltemperatur abhängig. Es sollen deshalb anstelle der komplizierten exakten Formeln in diesem Aufsatz Faustregeln angegeben werden, die in der Praxis rasch zu brauchbaren Ergebnissen führen.

Am rechten oberen Quadranten des Kennlinienfeldes sieht man, daß der Transistor Pentoden-Charakter besitzt, d. h. daß Änderungen der Ausgangsspannung sich nur wenig auf den Kollektorstrom auswirken, solange nicht ein

interessierenden Spannungen gewöhnlich viel höher als $-I_0$. Für die Grenze von $-U_{CBmax}$ ist daher oft die $-I_L$-Komponente von $-I_{CB\,0}$ maßgebend und nicht der Lawinendurchbruch. Bei einem typischen 2 N 257 ist z. B. $-I_0$ = ca. 50 µA, aber $-I_{CB\,0}$ kann 2 mA bei $-U_{CBmax}$ = 40 V erreichen. Daraus ergibt sich $-I_L$ = 1,95 mA bei $-U_{CB}$ = 40 V. Der Transistor 2 N 268 hat gegenüber dem 2 N 257 gleiche Abmessungen der Kollektor-Sperrschicht, ist aber aus Germanium höheren Widerstandes hergestellt, weil er für $-U_{CBmax}$ = 80 V bemessen ist. Infolgedessen ist sein Volumenanteil des Reststromes höher als beim 2 N 257. Ein typischer Wert ist $-I_0$ = 80 µA. Da $-I_{CB\,0}$ den Wert von 2 mA bei $-U_{CB}$ = 80 V erreichen kann, ist also $-I_L$ = 1,92 mA. Ein Transistor 2 N 1146 C hat als typischen Wert $-I_0$ = 200 µA aufgrund der viel größeren Kollektorfläche und der Verwendung von Germanium hohen Widerstandes. Wegen des großen Kollektorumfanges kann $-I_{CB\,0}$ bei $-U_{CB}$ = 100 V einen Wert von 15 mA erreichen.

Die $-I_0$-Komponente von $-I_{CB\,0}$ steigt exponentiell mit der Temperatur, während $-I_L$ relativ unabhängig von der Temperatur ist. Man kann daher $-I_{CB\,0}$ bei höheren Temperaturen ziemlich genau dadurch berechnen, daß man nur die Änderung von $-I_0$ berücksichtigt. Mit jeder Temperaturerhöhung um 10° C verdoppelt sich $-I_0$. Bei T_j = 85° C ist $-I_0$ also 2^6 mal größer als bei 25° C, d. h. es hat den 64-fachen Wert erreicht.

Man kann nun $-I_{CB\,0}$ für alle Typen bei 85° C errechnen:

bei T_j = 25° C

Typ	$-U_{CB}$ (V)	$-I_0$ (µA)	$-I_L$ (mA)	$-I_{CB\,0}$ (mA)
2 N 257	40	50	1,95	2
2 N 268	80	80	1,92	2
2 N 1146 C	100	200	14,8	15

bei T_j = 85° C

Typ	$-U_{CB}$ (V)	$-I_0$ (mA)	$-I_L$ (mA)	$-I_{CB\,0}$ (mA)
2 N 257	40	3,2	1,95	5,15
2 N 268	80	5,12	1,92	7,04
2 N 1146 C	100	12,8	14,8	27,6

Bei der Messung bei 85° C muß der Transistor auf einer Kühlfläche angebracht sein, die dann auf 85° C erwärmt wird. Bei einem in freier Luft befindlichen Transistor wären alle Ströme infolge der dann erfolgenden Eigenerwärmung höher. Bild 4 zeigt $-I_{CB\,0}$ als Funktion der Kristalltemperatur einmal für einen 2 N 257 mit vernachlässigbar kleinem $-I_L$ und einmal für einen 2 N 257 mit $-I_L$ = 1,95 mA.

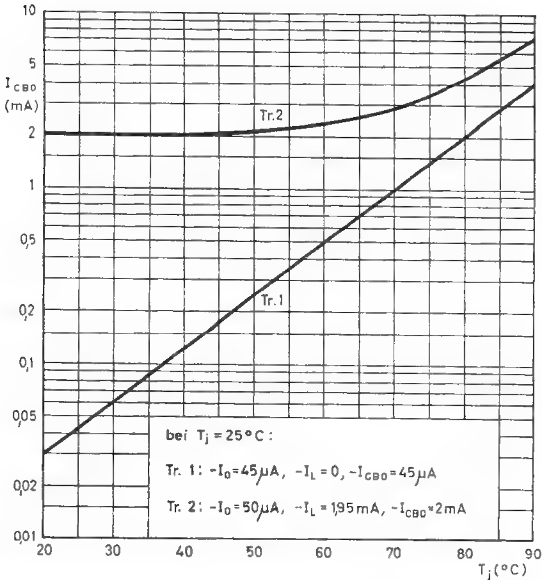


Bild 4: Temperaturabhängigkeit des Reststromes $-I_{CB\,0}$ bei dem Transistor 2 N 257

Bei welcher Kristalltemperatur tritt ein „thermisches Weglaufen" ein?

Thermisches Weglaufen entsteht dadurch, daß bei Erhöhung der Temperatur der Kollektorreststrom ansteigt. Bei der Emitterschaltung wird der Reststrom $-I_{CB\,0}$ durch die Stromverstärkung des Transistors vervielfacht. Es ergibt sich eine Erhöhung der Verlustleistung, die größer sein kann als die Wärmeabfuhrmöglichkeiten durch die Kühlfläche. In diesem Fall erreicht der Kollektorstrom keinen stabilen Wert, sondern steigt immer weiter an, bis er entweder durch den Widerstand im Kollektorkreis begrenzt wird oder bis der Transistor infolge zu hoher Kristalltemperatur durchlegiert.

Der Stabilitätsfaktor S ist das Verhältnis von Kollektorstromzunahme zur Kollektorreststromzunahme [1]. S hängt ab von der Arbeitspunkteinstellung und von der Schaltung und liegt zwischen 1 für Basisschaltung mit offenem Emitter und Großsignal-Stromverstärkung B für nicht stabilisierte Emitterschaltung. Wenn bei der letztgenannten Schaltung B = 100 ist, und der Reststrom steigt um 3 mA, so erhöht sich der Kollektorstrom um 300 mA. Für einen NF-Verstärker mit Leistungstransistoren in der üblichen Emitterschaltung (Bild 1) ist der Stabilitätsfaktor

$$S \sim \frac{1}{\frac{1}{B} - \frac{(R_2 \cdot R_3 - R_1 \cdot R_3)}{R_1 \cdot R_2 + R_3\,(R_1 + R_2)}} \qquad [2]$$

Bei einem typischen Anwendungsfall, einer 2 W-A-Endstufe mit 2 N 257 mit den Werten B = 50, R_1 = 250 Ω, R_2 = 30 Ω, R_3 = 1 Ω, ergibt sich

$$S = \frac{1}{\frac{1}{50} - \frac{(30 - 250)}{7780}} = \frac{1}{0{,}02 + 0{,}0283} = 20{,}7$$

gewisser Mindestwert, die sogenannte Kniespannung, unterschritten wird. Dieser Kennlinienabbruch liegt im allgemeinen bei einer Kollektor-Emitter-Spannung unter einem Volt. Die einzelnen Kennlinien der Schar gehören zu verschiedenen Basisströmen, die unterste zum Basisstrom Null. Der Kollektorstrom bei offener Basis kommt dadurch zustande, daß der Sperrstrom der Kollektor-Basis-Diode durch den Stromverstärkungsmechanismus des Transistors vervielfacht wird. Dieser sogenannte Reststrom ist stark temperaturabhängig und muß bei der Auslegung von Schaltungen berücksichtigt werden.

Die Neigung der fast horizontalen Kennlinienäste gibt den Ausgangswiderstand an. Er liegt in der Größenordnung von 100 kΩ, ist also so groß, daß er bei der Auslegung von NF-Verstärkerschaltungen nicht berücksichtigt zu werden braucht. Die im unteren rechten Quadranten dargestellte Rückwirkung der Ausgangsspannung auf die Eingangsspannung kann ebenfalls vernachlässigt werden.

Besonders wichtig für den Anwender ist die im linken oberen Quadranten gezeichnete, nicht ganz lineare Kennlinie. Aus ihrer Neigung kann der Stromverstärkungsfaktor bestimmt werden, der mit h_{21} oder auch häufig mit dem Buchstaben β bezeichnet und kurz Stromverstärkung genannt wird. Im linken unteren Quadranten ist zu erkennen, daß der Eingangswiderstand sich sehr stark mit der Aussteuerung ändert. Auf Grund dieser Tatsache ist es nicht üblich, in der Transistor-Schaltungstechnik mit der bei Röhren gebräuchlichen Steilheit zu rechnen. Die Steilheit ist beim Transistor etwa proportional dem Kollektorstrom und kann nach der folgenden Faustregel errechnet werden:

$S\ (mA/V) = 39 \cdot i_C\ (mA)$

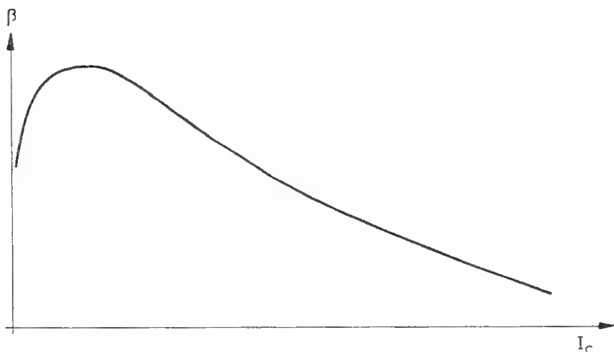


Bild 3: Abhängigkeit der Stromverstärkung vom Kollektorstrom

Für die Auswahl von Transistoren für einen bestimmten Anwendungszweck sind außer den Kennlinien bzw. Kennwerten noch drei Grenzwerte wichtig, der höchstzulässige Kollektorstrom, die höchstzulässige Kollektor-Emitter-Spannung und die höchstzulässige Verlustleistung. Auf Bild 3 ist zu erkennen, daß die Stromverstärkung eines Transistors mit wachsendem Kollektorstrom abnimmt. Es wird als höchstzulässiger Kollektorstrom von den Herstellern bei NF-Transistoren oft ein Wert angegeben, bei dem die Stromverstärkung etwa auf die Hälfte ihres Höchstwertes abgesunken ist. Eine mäßige Überschreitung dieses höchstzulässigen Kollektorstromes ist normalerweise für den Transistor unschädlich. Man muß jedoch sorgfältig die höchstzulässige Kollektor-Emitter-Spannung beachten. Sie wird üblicherweise in einem Diagramm wie Bild 4 in Abhängigkeit vom äußeren Basis-Emitter-Widerstand angegeben. Ein solcher Widerstand leitet einen um so größeren Teil des Reststromes der Kollektor-Basis-Diode zum Pluspol der Speisespannungsquelle ab, je kleiner er ist. Um so geringer ist dann der Gesamtreststrom des Transistors, der ja im wesentlichen durch Verstärkung des nicht abgeleiteten Teils des Reststromes der Kollektor-Basis-Diode entsteht.

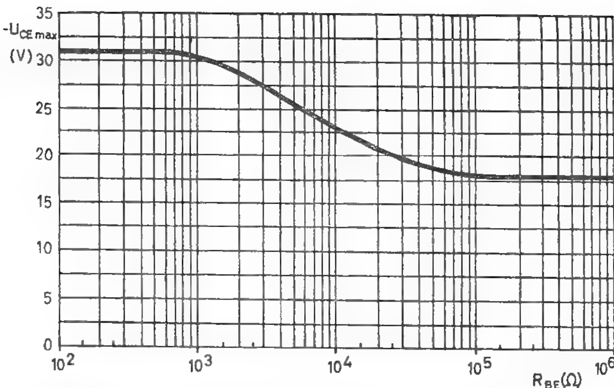


Bild 4: Höchstzulässige Kollektor-Emitter-Spannung in Abhängigkeit vom äußeren Basis-Emitter-Abschlußwiderstand

Arbeitspunkt

Die Emitterschaltung ist die für die NF-Technik wichtigste Grundschaltung, weil mit ihr die größte Leistungsverstärkung erzielt werden kann. Man erreicht die Größenordnung von β^2. Für die Frage, welcher Arbeitspunkt bei Vorverstärkerstufen in Emitterschaltung gewählt werden soll, ist u. a. die Kurve in Bild 3 maßgebend. Sie zeigt die Abhängigkeit der Stromverstärkung vom Kollektorstrom. Man erkennt, daß die Kurve ein Maximum hat. Dieses liegt bei Vorstufentransistoren bei etwa 1...5 mA. Bei kleinerem Kollektorstrom würde also die Leistungsverstärkung geringer sein. Außerdem würde der Reststrom mit seinen temperaturbedingten Schwankungen einen zu großen Anteil am Kollektorstrom haben. Bei zu großem Kollektorstrom kommen als Nachteile zur Verstärkungseinbuße noch die Verschwendung von Batterieenergie und die dadurch bedingte Eigenerwärmung des Transistors hinzu.

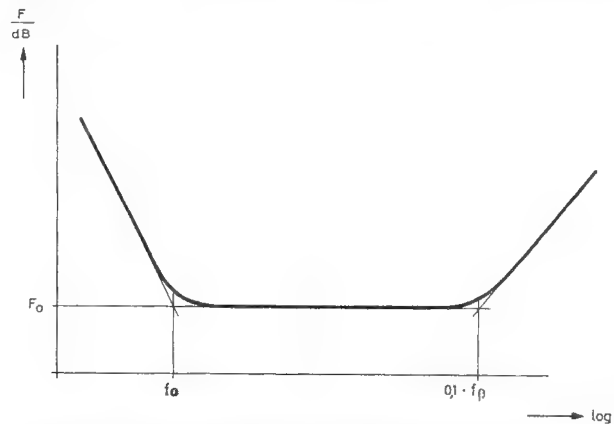


Bild 5: Frequenzspektrum des Transistorrauschens

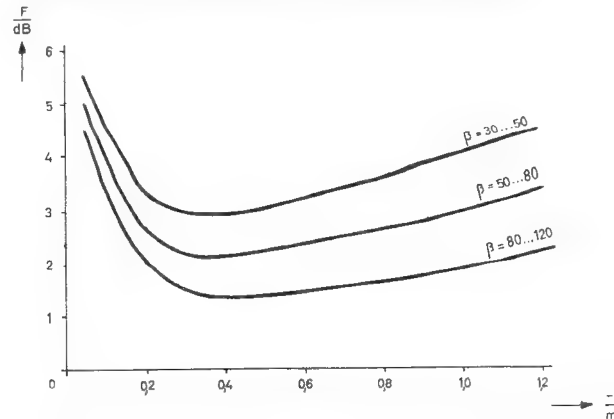


Bild 6: Transistorrauschen in Abhängigkeit vom Stromverstärkungsfaktor und vom Kollektorstrom

Sitzt der 2 N 257 auf der vorher beschriebenen Kühlfläche, so beträgt der gesamte Wärmewiderstand R_{thU} = 3° C/W. Bei einer Umgebungstemperatur T_U = 64° C, Signal Null und einer Verlustleistung von 14 V · 500 mA = 7 W beträgt die Kristalltemperatur 64° C + 7 W · 3° C/W = 85° C. Der Kollektorreststrom $-I_{CB0}$ bei 85° C ist, wie vorher ermittelt wurde, gleich 5 mA. Der Kollektorstrom steigt um S · ($-I_{CB0}$) = 20,7 · 5 mA = 103 mA. Die Frage, ob der zusätzliche Strom zum thermischen Weglaufen führt, kann durch die folgende Bedingungen entschieden werden:

$$S \cdot K \cdot (-U_{CE}) \cdot (-I_{CB0} \text{ bei } T_j) < 5{,}3 \qquad [3]$$

In unserem Fall gilt S = 20,7 K = 3° C/W, $-U_{CE}$ = 14 V und $-I_{CB0}$ = 5 mA. Dieser Strom ist bei der Kristalltemperatur zu berechnen, die sich einstellen würde, wenn der Kollektorstrom konstant bliebe. Aus der Rechnung ergibt sich S = 4,35. Die Schaltung ist stabil.

Wäre dies nicht der Fall, so könnte man sich durch eine oder mehrere der folgenden Maßnahmen helfen:

1) Emitterwiderstand R_3 vergrößern.
2) R_2 verringern und mit R_1 den alten Arbeitspunkt wieder einstellen.
3) Einen Transistor mit kleinerer Verstärkung verwenden.
4) Wirksamere Kühlung vorsehen.
5) Wenn möglich, Kollektorspannung und Kollektorstrom herabsetzen.

Reichen diese einfachen Maßnahmen nicht aus, so kann man R_2 durch ein Bauelement mit nichtlinearer Kennlinie ersetzen, z. B. durch einen Heißleiter oder eine Ge-Diode. Der Spannungsabfall an diesem Element nimmt dann mit steigender Temperatur ab. Dadurch wird die Basis-Emitter-Spannung verringert und der Arbeitspunkt stabil gehalten. Da eine vollkommene Stabilisierung für alle Exemplare eines Transistortyps nicht möglich ist, überkompensiert man meist etwas.

Wie ist die höchstzulässige Kollektorspannung begründet?

Als höchstzulässige Kollektor-Basis-Spannung $-U_{CBmax}$ wird diejenige Spannung angegeben, bei der $-I_{CB0}$ einen – nach Ansicht des Herstellers vernünftigen – willkürlich festgesetzten Wert nicht überschreitet. Dieser Wert ist im allgemeinen ein bis zwei Größenordnungen höher als der Sättigungsstrom $-I_0$ und liegt gewöhnlich in dem Bereich, wo eine weitere Steigerung von $-U_{CB}$ ein schnelles Ansteigen von $-I_{CB0}$ hervorruft. Meist wird der Wert für $-I_{CB0}$ bei T_j = 25° C angegeben. Es werden dann aber Stichproben bei der höchstzulässigen Sperrschichttemperatur vorgenommen. Natürlich liegt der festgesetzte zulässige Wert dann höher.

Da die meisten Transistoren in Emitterschaltung betrieben werden, ist die Kenntnis der maximal zulässigen Kollektor-Emitter-Spannung $-U_{CEmax}$ wichtig. Es wird auf den Aufsatz „Kollektor-Durchbruchs-Erscheinungen an Leistungstransistoren“ [4] verwiesen, in dem die Grenzen für die Kollektor-Emitter-Spannung ausführlich beschrieben werden.

Hier können nur einige Hinweise dazu gegeben werden. Die höchste Kollektor-Emitter-Spannung, die ein Transistor aushalten kann, hängt davon ab, wie man den Transistor sperrt. Dabei müssen folgende Fälle unterschieden werden:

1) Basis offen (I_B = 0)
2) Basis über einen Widerstand mit Emitter verbunden
3) Basis direkt mit Emitter verbunden
4) Positive Vorspannung zwischen Basis und Emitter.

Bild 5 zeigt typische Kurven für den Transistor 2 N 268. Die höchstzulässige Kollektor-Basis-Spannung wird zwar für den 2 N 268 mit 80 V angegeben. Man erkennt jedoch, daß seine Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung zwischen 45 und 125 V liegen kann, je nach Schaltung des Basiskreises.

Weiterhin ist zu beachten, daß der Kollektor-Emitter-Reststrom stets größer ist als der Kollektor-Basis-Reststrom $-I_{CB0}$, ausgenommen Schaltungen, bei denen die Basis-Emitter-Strecke durch eine positive Vorspannung gesperrt ist. Der Reststrom bei offener Basis $-I_{CE0}$ ist gleich B · ($-I_{CB0}$) und kann den 50- bis 100fachen Wert von $-I_{CB0}$ erreichen. Bei einem Widerstand zwischen Basis und Emitter erhält man einen Reststrom, der unter $-I_{CE0}$ liegt und sich mit kleiner werdendem Widerstand $-I_{CB0}$ nähert.

Man kann bei positiver Basisvorspannung nachrechnen, ob unter den gegebenen Bedingungen der Transistor sicher gesperrt ist. Bei dem Transistor 2 N 268 ist z. B. bei $-U_{CB}$ = 80 V der maximale Reststrom $-I_{CB0}$ = 2 mA. Wir nehmen an, daß der Widerstand im Basiskreis 100 Ω beträgt und daß am Emitterwiderstand oder an einer in die Emitterleitung geschalteten Silizium-Diode in Flußrichtung oder am Treibertransformator eine positive Basisvorspannung von 0,5 V entsteht. Dann fließt bei $-U_{CE}$ = 79,5 V ein Sperrstrom von 2 mA durch den Basisanschluß und den 100 Ω-Widerstand und erzeugt an diesem einen Spannungsabfall von 0,2 V, der der Vorspannung von 0,5 V entgegengerichtet ist, so daß nur eine wirksame Sperrspannung von 0,3 V übrigbleibt. Bei T_j = 85° C steigt $-I_{CB0}$ auf 7,1 mA. Es entsteht ein Spannungsabfall von 0,71 V am 100 Ω-Basiswiderstand, der die U_{BE} = 0,5 V überwiegt und den Transistor öffnet. Wenn der Kollektorstrom nicht durch äußere Maßnahmen begrenzt wird, kann dies zur Zerstörung des Transistors führen. Man muß entweder die positive Vorspannung erhöhen oder den Basiswiderstand verkleinern, so daß auch unter den ungünstigsten Betriebsverhältnissen die Basis positiv gegen Emitter bleibt. Bei U_{BE} = 1 V in Reihe mit 100 Ω wäre sicheres Arbeiten gewährleistet. Dagegen wäre bei einem Transistor 2 N 1146 C mit $-I_{CB0}$ = 28 mA bei 85° C mindestens eine positive Vorspannung U_{BE} = 3 V erforderlich, um ihn sicher zu sperren. Bei einem kleinen äußeren Basiswiderstand wird empfohlen, in der Rechnung den inneren Basisbahnwiderstand von ca. 10 Ω zum äußeren Basiswiderstand zu addieren. Die positive Basisvorspannung sollte außerdem mindestens so hoch wie die Emitter-Fluß-Spannung des Transistors, nämlich ca. 0,2 V, sein.

Bei Schaltungen ohne positive Basisvorspannung wird die Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung wesentlich von der

Auf die Qualität von NF-Verstärkern hat u. U. das Rauschen des Eingangstransistors Einfluß. In Bild 5 ist die Rauschzahl eines Transistors über dem Logarithmus der Frequenz aufgetragen. Sie ist in einem weiten Gebiet frequenzunabhängig, steigt jedoch unter $f_0 = 1$ kHz und nahe der Grenzfrequenz f_β an. Für NF-Verstärker ist nur der untere Anstieg wichtig. Durch Verzicht auf die Verstärkung sehr tiefer Frequenzen kann oft das Gesamtrauschen verringert werden. Bild 6 zeigt, daß das Rauschen auch von der Stromverstärkung des Transistors und vom eingestellten Arbeitspunkt abhängt. Der günstigste Wert liegt hier bei ca. 0,5 mA.

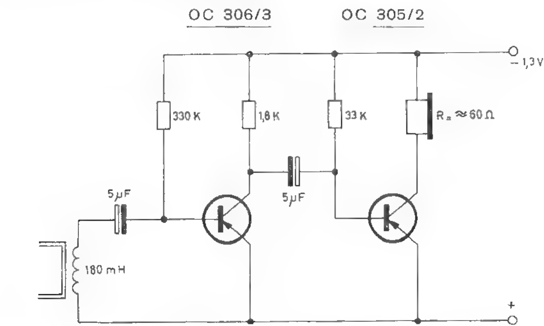


Bild 7: Telefon-Adapter

Bild 7 ist die Schaltskizze eines NF-Verstärkers einfachster Bauart, der aus zwei Emitterstufen besteht. Er dient zum drahtlosen Anschluß eines zusätzlichen Hörers an einem Telefonapparat. Dabei wird das Eingangssignal dem Streufluß des Übertragers im Apparat entnommen, und zwar mit Hilfe einer offenen Eisenkernspule, die an das Gehäuse des Telefonapparates angelegt wird. Gespeist wird der sogenannte Telefon-Adapter aus einer NC-Knopfzelle. Entsprechend den oben aufgestellten Richtlinien ist in der Vorstufe ein Kollektorstrom von ca. 0,4 mA eingestellt. Der Arbeitswiderstand muß dann so gewählt werden, daß der durch den Kollektorstrom an ihm erzeugte Spannungsabfall etwa die Hälfte der Speisespannung beträgt, dann ist die Gefahr, daß bei großen Signalen Verzerrungen auftreten, am geringsten. Die Größe des Basisvorwiderstandes erhält man bei dieser Schaltung, wenn man den Wert des Arbeitswiderstandes mit dem doppelten Stromverstärkungsfaktor multipliziert.

Stabilisierung des Arbeitspunktes

So einfache Schaltungen wie in Bild 7 sind nur in Geräten üblich, an die geringe Qualitätsansprüche gestellt und die an sehr kleinen Speisespannungen bei nicht zu hohen Umgebungstemperaturen betrieben werden, wie z. B. Hörgeräte. In allen anderen Fällen ist es nötig, den Arbeitspunkt zu stabilisieren, und zwar erstens um Exemplarstreuungen der Transistoren auszugleichen, d. h. um sicherzustellen, daß bei der Serienfertigung nicht die Arbeitspunkte aller Transistoren jedes Gerätes einzeln mit Hilfe von Potentiometern eingestellt werden müssen, und zweitens, um die temperaturbedingten Schwankungen der Transistorkennwerte unwirksam zu machen.

Bei Erhöhung der Kristalltemperatur eines Transistors um 10° C steigt der Reststrom etwa auf den doppelten Wert an, die Stromverstärkung ß wächst um ca. 5 %, während sich die Eingangskennlinie im linken unteren Feld von Bild 2 um ca. 20 mV parallel nach kleineren Werten von U_{BE} verschiebt. Die letzte Erscheinung wird in Analogie zur Röhrenschaltungstechnik der Temperaturdurchgriff des Transistors genannt. Er beträgt ungefähr 2 mV/° C. Das heißt, wenn sich die Kristalltemperatur eines Transistors um 1° C erhöht, muß seine Basis-Emitter-Spannung um 2 mV erniedrigt werden, damit der eingestellte Kollektorstrom konstant bleibt.

Die am häufigsten benutzte Stabilisierungsmaßnahme zeigt Bild 8a. Die Basis des Transistors ist an einen Spannungsteiler angeschlossen. In die Emitterleitung ist ein zusätzlicher Widerstand eingeschaltet. Eine solche

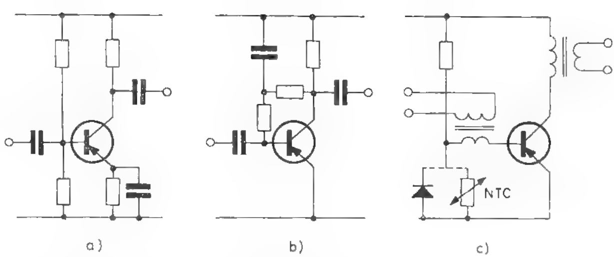


Bild 8: Arbeitspunkt-Stabilisierung

Maßnahme erfüllt ihren Zweck gut, wenn man den oberen Teilerwiderstand etwa zehnmal so groß wählt wie den Arbeitswiderstand, und das Teilerverhältnis so, daß der Spannungsabfall am Emitterwiderstand ein Viertel bis ein Drittel der Speisespannung beträgt. Die stabilisierende Wirkung dieser Schaltung beruht darauf, daß ein vergrößerter Kollektorstrom am Emitterwiderstand einen erhöhten Spannungsabfall hervorruft und dadurch die wirksame Basis-Emitter-Spannung erniedrigt, und zwar um einen solchen Betrag, daß der Kollektorstrom nahezu konstant bleibt. Um eine Gegenkopplung der Signalspannung am Emitterwiderstand zu vermeiden, muß dieser mit einem Kondensator überbrückt werden, so wie das auch beim Kathodenwiderstand zur automatischen Vorspannungserzeugung in der Röhrentechnik üblich ist.

In Bild 8b wird der Basisstrom über einen Vorwiderstand vom kollektorseitigen Ende des Arbeitswiderstandes abgenommen. Ausreichende Stabilität ist mit dieser Schaltung zu erzielen, wenn am Kollektorwiderstand etwa die Hälfte der Speisespannung abfällt, wie das meist sowieso der Fall ist, wenn der Aussteuerbereich möglichst groß sein soll. Eine Kollektorstromzunahme bewirkt hier eine Vergrößerung des Spannungsabfalls am Arbeitswiderstand und damit eine Verringerung des Basisstromes, so daß wiederum die Zunahme des Kollektorstromes kompensiert wird. Eine Gegenkopplung der Signalspannung ist in dieser Schaltung dadurch zu vermeiden, daß man den Basiswiderstand teilt und den Verbindungspunkt der Teilwiderstände über einen Kondensator mit Masse verbindet. Für sehr kleine Kollektorströme eignet sich diese Schaltung nicht gut.

Wenn eine besonders gute thermische Stabilisierung erforderlich ist, wie z. B. bei Endstufen, und wenn außerdem ein Emitterwiderstand wegen der durch ihn verursachten Verluste nicht eingesetzt werden kann, muß die in Bild 8c gezeichnete Schaltung verwendet werden. Der Basis-Spannungsteiler setzt sich hier aus einem ohmschen Widerstand und einem Widerstand mit negativem Temperaturkoeffizienten zusammen, der so bemessen werden muß, daß sich die Spannung am Teilpunkt um etwa 2 mV/° C verringert. Der Widerstand mit negativem Temperaturkoeffizienten kann ersetzt werden durch eine in Flußrichtung geschaltete Diode, die das gleiche Temperaturverhalten besitzt wie die Basis-Emitter-Diode des Transistors. Durch eine solche Stabilisierungsdiode wird im Gegensatz zu anderen Schaltungen auch die Änderung des Arbeitspunktes bei Speisespannungsschwankungen verhindert.

Anpassung

Wenn eine Emitterstufe mit einem Eingangswiderstand von beispielsweise 2 kΩ an eine hochohmige Signalquelle, z. B. an ein Kristallmikrofon oder einen Kristall-Tonabnehmer, angepaßt werden muß, so ist es vielfach vorteilhafter, einen Transistor in Kollektorschaltung als Impedanzwandler einzusetzen, als einen Transformator.
Bild 9a zeigt eine solche Schaltung, bei der die verstärkte NF-Energie am Emitterwiderstand abgenommen wird. Der Widerstand in der Kollektorzuleitung hat lediglich den Zweck, die Verlustleistung im Transistor herabzusetzen. Bei einer solchen Kollektorschaltung sind Eingangs- und Ausgangsspannung gleich groß. Die Leistungsverstärkung ist also gleich der Stromverstärkung β. Den Eingangswiderstand einer Verstärkerstufe in Kollektorschaltung

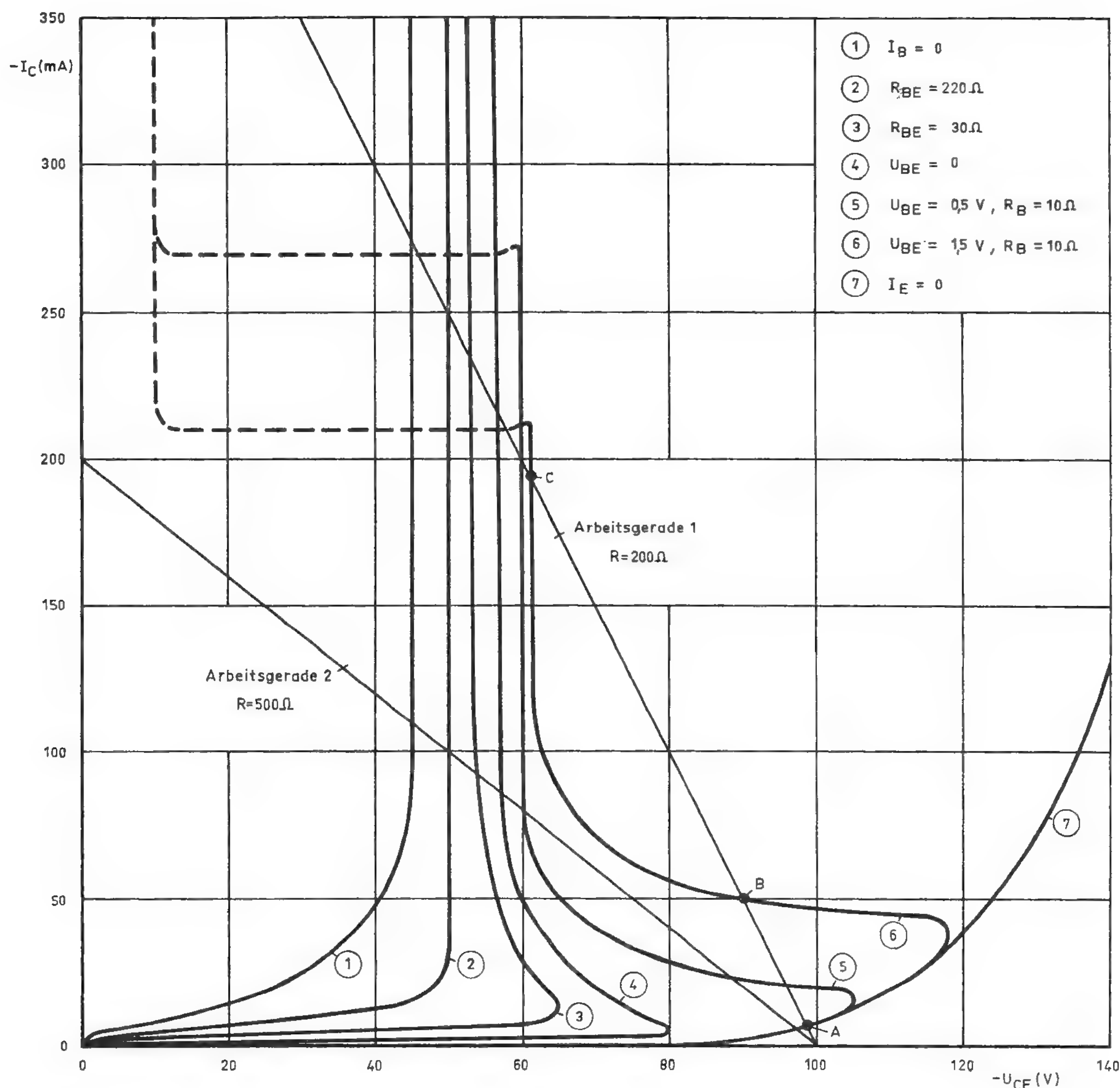


Bild 5: Typische Kollektor-Emitter-Durchbruchs-Kennlinien des Ge-Leistungstransistors 2 N 268

Großsignal-Stromverstärkung in Emitterschaltung beeinflußt. Der Kollektor-Emitter-Reststrom ergibt sich aus dem Reststrom $-I_{CB\,0}$, multipliziert mit einem Wert, der zwischen 1 und B liegt, abhängig von der Schaltung. Er kann daher bei höheren Temperaturen trotz geringer Kollektorspannung beträchtliche Werte erreichen. Bei einem Transistor 2 N 268 ergibt sich der Reststrom bei offener Basis und $T_j = 85°$ C zu $-I_{CE\,0} = -I_0 \cdot B = 5$ mA $\cdot$ 50 $=$ 250 mA. Aber auch der Reststrom bei kurzgeschlossener Basis-Emitter-Strecke kann bei 85° V 40 mA betragen.

Bei dem Entwurf von Schaltungen ist darauf zu achten, daß Reststrom und Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung sich bei höheren Temperaturen nur schwer vorausberechnen lassen. Deshalb sind Versuche bei der höchsten zu erwartenden Umgebungstemperatur unerläßlich.

Abhängigkeit der Kniespannung von den Betriebsbedingungen

In Bild 6 sind für den Transistor 2 N 268 die Kennlinien $-I_C = f(-U_{CE})$ aufgetragen. Für jeden Wert des Basisstromes gibt es eine Kniespannung, die man auch als Sättigungsspannung bezeichnet. Pentoden-Kennlinien sehen ähnlich aus. Im Kniespannungsgebiet fällt der Kollektorstrom bei abnehmender Spannung schnell ab. Kollektor-Diode und Emitter-Diode werden in Durchlaßrichtung betrieben, während bei größerer Kollektorspannung die Kollektor-Diode in Sperrichtung arbeitet und die Kurve $-I_C$ über $-U_{CE}$ den üblichen hohen Ausgangswiderstand zeigt. Da es schwer ist, den Kniepunkt genau zu definieren, wird die Kniespannung meist für einen bestimmten Basis- und Kollektorstrom angegeben.

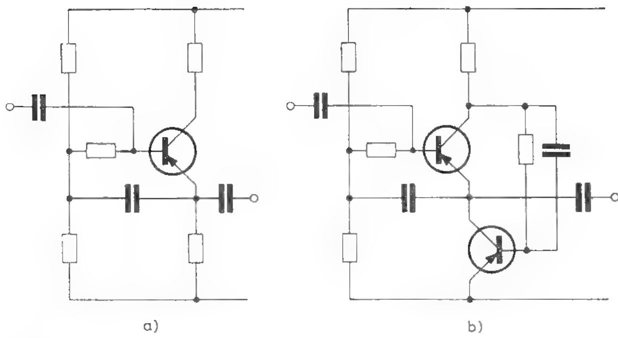


Bild 9: Verstärkerstufen mit hohem Eingangswiderstand

kann man errechnen, indem man den Arbeitswiderstand mit β multipliziert, und umgekehrt erhält man den Ausgangswiderstand, indem man den gegebenen Generatorwiderstand durch β dividiert.

Um den theoretisch erreichbaren Eingangswiderstand nicht durch den Basis-Spannungsteiler herabzusetzen, muß zwischen Teilpunkt und Transistorbasis ein Vorwiderstand vorgesehen und der Teilpunkt über einen ausreichend großen Kondensator an den Emitter des Transistors angeschlossen werden. Die Signalspannung wird dann, wie gezeichnet, an die Basis des Transistors angeschlossen. Man erreicht, daß die Stufe wegen des relativ niederohmigen Basis-Spannungsteilers thermisch stabil ist, daß sich aber dieser Teiler nicht dämpfend auf den hochohmigen Transistoreingang auswirkt (Größenordnung von 100 kΩ).

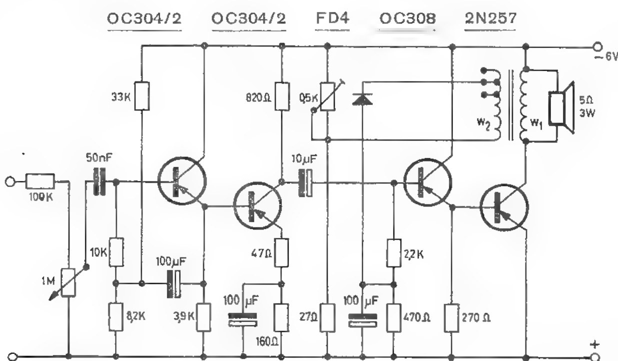


Bild 10: Verstärker mit gleitendem Arbeitspunkt

In dem Verstärker nach Bild 10 wird diese Eingangsstufe benutzt. Die nachfolgende Emitterstufe ist galvanisch angekoppelt. Dadurch wird ein Koppelkondensator und ein Basis-Spannungsteiler eingespart.

Nach der oben angeführten Faustregel ist der Eingangswiderstand einer Kollektorstufe ungefähr gleich dem Produkt aus Stromverstärkung und Lastwiderstand. Es ist jedoch nicht möglich, durch Vergrößerung des Lastwiderstandes den Eingangswiderstand beliebig zu steigern, weil gleichzeitig der Kollektorstrom entsprechend abnimmt und damit die Stromverstärkung sinkt.

Man kann aber ohne Verringerung des Kollektorstromes den Eingangswiderstand dadurch weiter erhöhen, daß der Emitterwiderstand der Kollektorstufe ersetzt wird durch den hohen Ausgangswiderstand eines zweiten Transistors, der, wie in Bild 9b gezeichnet, dann vom Kollektorwiderstand des ersten Transistors aus gesteuert wird. Mit einer solchen Doppelstufe läßt sich ein Eingangswiderstand von etwa 2 MΩ, das ist der bei Röhren übliche Wert, erreichen.

Während sich in den Vorstufen wegen der kleinen Signalamplitude die Kennlinienkrümmungen nicht störend bemerkbar machen, muß bei den Zwischenstufen und Endstufen diese Nichtlinearität durch Schaltungsmaßnahmen ausgeglichen werden. Bild 2 zeigt, daß für kleine Kollektorströme die I_C-I_B-Kennlinie nahezu linear verläuft und daß andererseits bei großen Strömen ein linearer Zusammenhang zwischen der Basis-Emitter-Spannung und dem Kollektorstrom besteht, weil sich die Krümmungen der Kennlinien im zweiten und dritten Quadranten nahezu aufheben. Daraus folgt, daß Kleinsignalstufen stromgesteuert werden sollten und Großsignalstufen spannungsgesteuert, mit anderen Worten, Vorstufen aus einem Generator mit hohem Innenwiderstand und Endstufen aus einem niederohmigen Generator.

Ein in Endstufen häufig angewandtes Mittel zur Spannungssteuerung ist der Einsatz einer Treiberstufe in Kollektorschaltung, wie sie der Verstärker von Bild 10 besitzt. Treiber- und Endstufe sind, ebenso wie die beiden Vorstufen, galvanisch gekoppelt. Eine solche Kaskade, bei der die Basis des Endtransistors direkt mit dem Emitter des Vortransistors gekoppelt ist, wirkt wie ein einzelner Transistor mit sehr großer Stromverstärkung und hohem Eingangswiderstand.

Endstufen

Während die in den Vorstufen umgesetzte Verlustleistung im allgemeinen vernachlässigbar klein ist, wird die Auslegung von Endstufen durch die höchstzulässige Verlustleistung der Transistoren entscheidend beeinflußt.

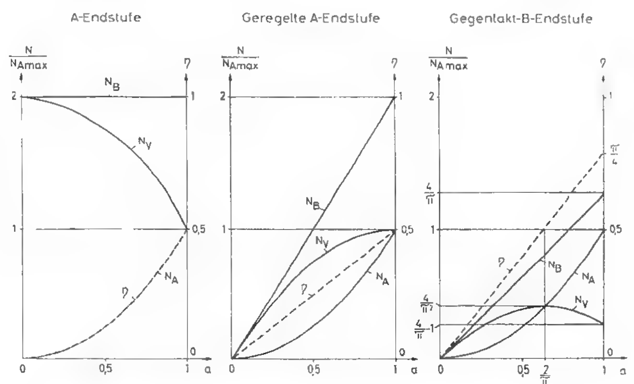


Bild 11: Endstufen-Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Aussteuerung

In Bild 11 werden die Leistungsverhältnisse der verschiedenen gebräuchlichen Endstufen miteinander verglichen. Es sind jeweils die aus der Batterie entnommene Gesamtleistung N_B, die Ausgangsleistung N_A und die in den Endtransistoren umgesetzte Verlustleistung N_V als Vielfache der größtmöglichen Nutzleistung N_{Amax} aufgetragen über dem Aussteuerungsgrad a, unter dem das Verhältnis der Ausgangsspannung bei Teilaussteuerung zur Ausgangsspannung bei Vollaussteuerung verstanden werden soll. Außerdem ist noch der Wirkungsgrad, ebenfalls in Abhängigkeit von der Aussteuerung, eingezeichnet. Bei der Aufstellung dieser Diagramme sowie bei den folgenden Betrachtungen sind die Übertragerverluste sowie die bei der Durchsteuerung am Transistor anliegende Kniespannung vernachlässigt worden. Man sollte deshalb bei der Anwendung dieser Regeln als Speisespannung U_B den Wert der tatsächlichen Batteriespannung einsetzen, vermindert um die Kniespannung des Endtransistors bei dem auftretenden Höchststrom. Und man sollte berücksichtigen, daß die wirkliche Ausgangsleistung etwa 10 % niedriger ist als der errechnete Wert. Bei einer Endstufe mit induktiv angekoppelter Last (Transformator oder Ausgangsdrossel) darf die Speisespannung nicht mehr als die Hälfte der höchstzulässigen Kollektor-Emitter-Spannung des Transistors betragen.

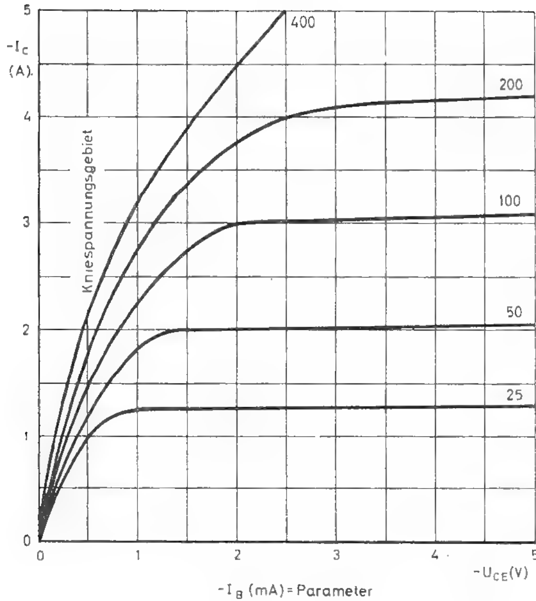


Bild 6: Kennlinien $-I_C = f(-U_{CE})$ bei kleiner Kollektorspannung

Für den Transistor 2 N 268 ergeben sich für einen Kollektorstrom von 2 A die folgenden typischen Werte:

$-U_{CEsat} = 1{,}3$ V bei $-I_B = 50$ mA

$-U_{CEsat} = 0{,}8$ V bei $-I_B = 100$ mA

$-U_{CEsat} = 0{,}6$ V bei $-I_B = 200$ mA

$-U_{CEsat} = 0{,}45$ V bei $-I_B = 400$ mA

Wenn der Basisstrom höher ist als es zum Erreichen des Kennlinienknicks unbedingt nötig wäre, spricht man von Übersteuerung des Transistors. Üblicherweise arbeitet man ungefähr mit doppelter Übersteuerung, mehr wäre Verschwendung an Verstärkung. Die Kniespannung $-U_{CEsat}$ wird meist für den höchstzulässigen Kollektorstrom $-I_{Cmax}$ angegeben.

Bei Schaltbetrieb ist die im Transistor umgesetzte Verlustleistung gleich dem Produkt aus Kniespannung, Kollektorstrom und relativer Einschaltdauer, vorausgesetzt, daß die Sperrverluste in den Schaltpausen und die Umschaltverluste vernachlässigt werden können. Bei Verstärkern setzt die Kniespannung der Aussteuerung eine Grenze, weil bei Übersteuerung des Transistors die Spitzen der Ausgangswechselspannung abgeschnitten werden.

Großflächige Transistoren, z. B. die der Serie 2 N 1146, haben eine besonders niedrige Kniespannung. Ein typischer Wert ist ca. 0,6 V.

Wenn es auf besonders kleine Kniespannung ankommt, ist es zweckmäßig, einen Transistor mit hoher Stromverstärkung zu wählen. Transistoren gleichen Aufbaus mit niedriger Stromverstärkung haben im allgemeinen eine höhere Kniespannung.

Temperaturabhängigkeit der Großsignal-Stromverstärkung B

Im allgemeinen ist die Stromverstärkung von Leistungstransistoren bei schwankender Temperatur nicht konstant. Das Temperaturverhalten hängt von dem Widerstand des bei der Herstellung verwendeten Germaniums ab [5]. Niedervolt-Typen werden allgemein aus Germanium geringeren Widerstandes hergestellt als Hochvolt-Typen. Bild 7 zeigt je eine charakteristische Kurve $B = f(T_j)$ für einen Niedervolt-Typ, wie z. B. 2 N 257 und einen Hochvolt-Typ, wie z. B. 2 N 268.

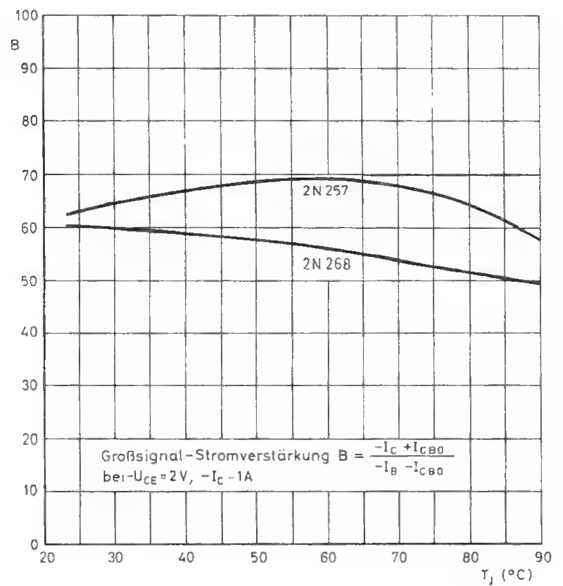


Bild 7: Temperaturabhängigkeit der Großsignal-Stromverstärkung B

Literatur:

[1] R. F. Shea: Principles of Transistor Circuits

[2] Riddle and Ristenbatt: Transistor Physics and Circuits

[3] M. J. Hellstrom: Transistor Thermal Stability, (Semiconductor Products, Januar 1959)

[4] Intermetall: Kollektor-Durchbruchs-Erscheinungen an Leistungstransistoren

[5] B. Reich: The Effect of Base Resistivity on Power Transistor Performance, (Semiconductor Products, März/April 1958).

Beim A-Betrieb ist der Mittelwert der Kollektorspannung gleich der Speisespannung U_B. Die aufgenommene Leistung ist konstant gleich dem Produkt aus eingestelltem Arbeitsstrom I_A und Speisespannung: $N_B = U_B \cdot I_A$. Bei Vollaussteuerung ändert sich der Kollektorstrom zwischen den Werten 0 und 2 I_A, die Kollektorspannung zwischen 0 und 2 U_B. Daraus errechnet sich die induktiv ausgekoppelte Nutzleistung:

$$N_{Amax} = \frac{1}{2} U_B \cdot I_A = \frac{1}{2} N_B$$

Das läßt sich in die Form

$$N_{Amax} < \frac{1}{8} U_{CEmax} \cdot I_{Cmax}$$

bringen und gibt dann an, welche Ausgangsleistung mit einer einfachen A-Endstufe bei gegebenen Transistor-Grenzwerten erzielt werden kann. Allerdings muß als zweite Bedingung noch erfüllt sein:

$$N_{Vmax} > 2\,N_{Amax} = U_B \cdot I_A$$

d. h. der Transistor muß unter den gegebenen Kühlungsverhältnissen eine Verlustleistung vertragen, die wenigstens gleich dem Doppelten der Ausgangsleistung bei Vollaussteuerung ist. Bei großer Speisespannung wird die erzielbare Ausgangsleistung gewöhnlich durch die erste Bedingung, bei kleiner durch die zweite begrenzt.

Bei Musikwiedergabe mit normaler Dynamik darf der mittlere Aussteuerungsgrad nicht mehr als 0,3 betragen, es sei denn, man nimmt eine Verzerrung der lautstärksten Partien in Kauf. Dabei arbeitet eine A-Endstufe mit einem mittleren Wirkungsgrad von 4,5 %. Bei kleinerer Lautstärke wird der Wirkungsgrad noch schlechter. Um die Nutzungsdauer der Batterien zu erhöhen, wendet man die aus der Röhrentechnik bekannte aussteuerungsabhängige Regelung des Arbeitspunktes auch im Transistorverstärker an. An der Wicklung 2 im Bild 10 wird z. B. ein Teil der Ausgangsleistung abgenommen, gleichgerichtet, geglättet und zur Verschiebung des Arbeitspunktes der Gesamtendstufe benutzt. Man kann dadurch zwar den Wirkungsgrad bei Vollaussteuerung auch nicht über 50 % steigern. Bei einem Aussteuerungsgrad von 0,3 beträgt er jedoch 15 %, also mehr als das Dreifache gegenüber dem ungeregelten Betrieb. Die Verlustleistungsbedingung lautet jetzt:

$$N_{Vmax} > N_{Amax} = \frac{1}{2} U_B \cdot I_{Amax}$$

Das Übersetzungsverhältnis des Ausgangstransformators in A-Endstufen kann überschlägig nach der Formel

$$Ü = \frac{W_{primär}}{W_{sekundär}} = \sqrt{\frac{U_B}{I_A \cdot R_L}}$$

ermittelt werden. Dabei ist R_L der Lautsprecherwiderstand. Für die Größe und Art des Eisenkernes bei gegebener unterer und oberer Grenzfrequenz gelten unverändert die aus der Röhrentechnik bekannten Bemessungsrichtlinien.

Ein Nachteil der Regelung des Arbeitspunktes in A-Endstufen ist eine gewisse, wegen des Glättungskondensators unvermeidliche Trägheit. Sie wirkt sich bei einem sprunghaften Lautstärkeanstieg (Paukenschlag) so aus, daß die Endstufe während einiger Perioden stark übersteuert wird und verzerrt, bis sich der neue Arbeitspunkt eingestellt hat.

Deshalb wird für hochwertige Geräte die Gegentakt-B-Endstufe vorgezogen. Sie vermeidet den geschilderten Nachteil der Arbeitspunktregelung, ist besonders klirrarm, weil ihre Verzerrungen keine geradzahligen Oberwellen enthalten, und sie besitzt einen hohen Wirkungsgrad. Er beträgt unter den oben gemachten Vernachlässigungen bei Vollaussteuerung fast 80 % und bei a = 0,3 etwa 24 %. Im Gegensatz zu den früher beschriebenen Endstufen tritt die größte Verlustleistung bei Gegentakt-Endstufen nicht bei a = 0 oder a = 1 sondern bei a = $2/\pi$ auf. Sie ist dann etwa zwei Fünftel der maximal erreichbaren Ausgangsleistung, und zwar für beide Endtransistoren zusammen. Die Verlustleistungsbedingung für einen Endtransistor lautet deshalb

$$N_{Vmax} > 0{,}2\,N_{Amax}$$

und die Grenzwertbedingung für I_{Cmax} und U_{CEmax}

$$N_{Amax} < \frac{1}{4} U_{CEmax} \cdot I_{Cmax} = \frac{1}{2} U_B \cdot I_{Cmax}$$

Bei voller Aussteuerung nimmt eine Gegentakt-B-Endstufe die Leistung

$$N_B = \frac{4}{\pi} \cdot N_{Amax}$$

aus der Batterie auf.

Bei diesen Formeln ist neben den vorher beschriebenen Vernachlässigungen außerdem noch der Ruhestrom unberücksichtigt. Er ist für die Leistungsbilanz praktisch bedeutungslos, jedoch wichtig für den Klirrfaktor der Ausgangsspannung. In Bild 12 ist für eine sinusförmige Eingangsspannung mit Hilfe von etwas vereinfachten Eingangskennlinien die Form des Ausgangsstromes konstruiert worden. Man erkennt, daß bei fehlender bzw. zu kleiner Vorspannung außerordentlich starke Verzerrungen auftreten. Eine zu große Vorspannung verschlechtert dagegen die Form des Ausgangsstromes nicht so beträchtlich. Sie stellt den Übergang zur Gegentakt-A-Stufe, mit der sich die niedrigsten Klirrfaktoren erzielen lassen, dar. Wegen des den A-Endstufen eigenen schlechten Wirkungsgrades ist die Gegentakt-A-Schaltung jedoch wenig gebräuchlich.

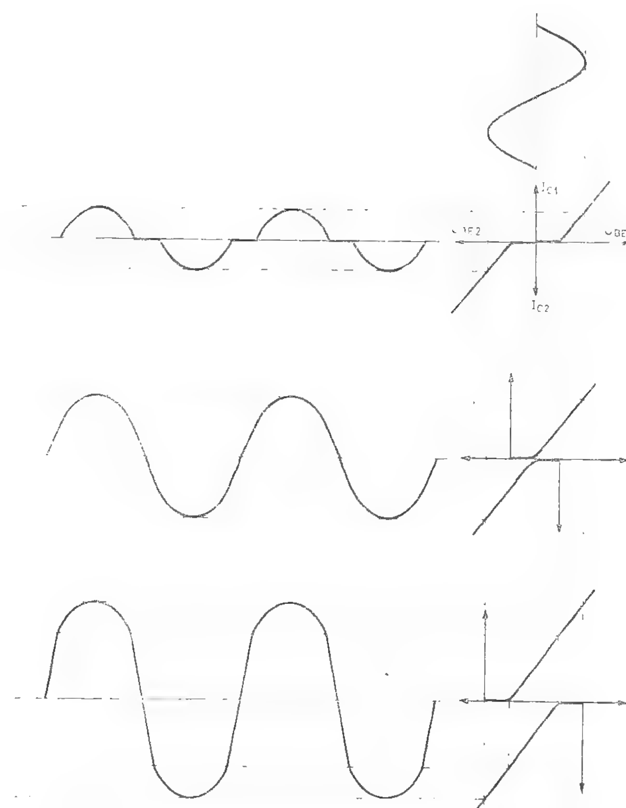


Bild 12: Der Einfluß des Ruhestromes in Gegentaktendstufen auf die Form der Ausgangsspannung



INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

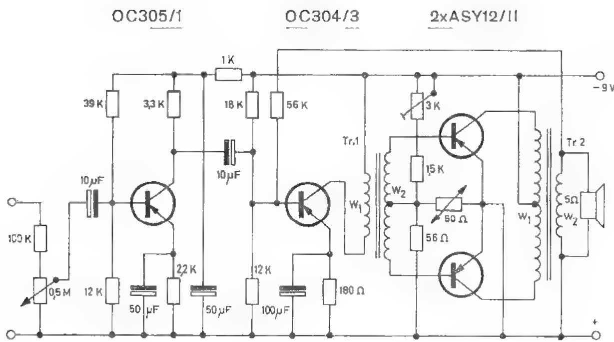


Bild 13: Verstärker mit Gegentakt-B-Endstufe

Bild 13 ist die Schaltskizze eines einfachen NF-Verstärkers mit Gegentakt-B-Endstufe für eine Ausgangsleistung bis 1,4 W. Die für Vollaussteuerung erforderliche Eingangswechselspannung beträgt etwa 0,2 V, der Ruhestrom der Endtransistoren ca. 3 mA. Das Übersetzungsverhältnis des Ausgangstransformators wird nach der Formel

$$\ddot{U} = \frac{W_{primär}}{W_{sekundär}} = \frac{W\,1}{W\,2} = \sqrt{\frac{4\,U_B}{I_{Cmax} \cdot R_L}}$$

berechnet.

Für den Treibertransformator gilt unter Vernachlässigung des Transformatorwirkungsgrades die Gleichung

$$\ddot{U} = \frac{W_{primär}}{W_{sekundär}} = \frac{U_T}{2\,U_{BE}}$$

U_T ist dabei die Speisespannung, vermindert um den Betrag, der am Emitterwiderstand des Treibertransistors abfällt, und U_{BE} die zum maximalen Kollektorstrom des Endtransistors gehörige Basis-Emitter-Spannung.

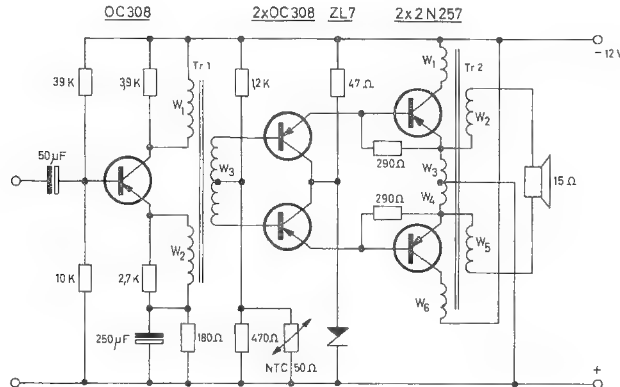


Bild 14: B-Endstufe in Split-Load-Schaltung

Bild 14 zeigt eine Gegentakt-Endstufe für 10 W mit der sogenannten «Split-Load»-Schaltung. Ein Teil der Primärwicklung des Ausgangstransformators ist an die Emitter der Endtransistoren angeschlossen, ein anderer an die Kollektoren. Die gegenkoppelnde Wirkung der Emitterwicklungen erniedrigt den Ausgangswiderstand der Endstufe. Dadurch werden störende Eigenresonanzen des Lautsprechers bedämpft und der Frequenzgang des Verstärkers verbessert. Um die Verluste in den Wicklungswiderständen klein zu halten, ist bei dem Ausgangstransformator eine Sparschaltung angewandt, d. h. ein Teil der Windungen ist Primär- und Sekundärkreis gemeinsam. Die Zenerdiode ZL 7 begrenzt die Verluste in den Treibertransistoren auf einen zulässigen Wert. Beim Treibertransformator ist die Primärwicklung ebenfalls aufgespalten.

Bild 15 zeigt die Schaltung eines Vorverstärkers, der zum Aussteuern der Endstufe nach Bild 14 eingesetzt werden

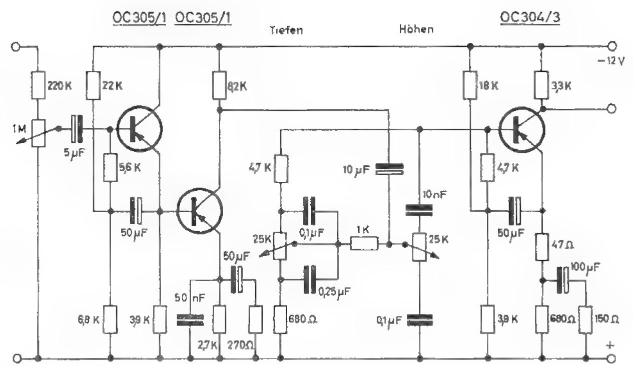


Bild 15: Vorverstärker mit Höhen- und Tiefeneinstellung

kann. Der Eingangswiderstand beträgt ca. 400 kΩ. Der Verstärker enthält ein RC-Netzwerk, mit dem der Frequenzgang eingestellt werden kann, und zwar sind bei 30 Hz Änderungen um + 16 bis − 10 dB und bei 15 kHz um + 12 bis − 18 dB möglich, bezogen auf die Verstärkung bei 1 kHz.

Eisenlose Endstufen

Transformatoren zur Übertragung einer großen Leistung bei niedriger unterer Grenzfrequenz sind groß, schwer und teuer. Man hat deshalb die aus der Röhrentechnik bekannten Schaltungen für eisenlose Endstufen in die Transistortechnik übertragen.

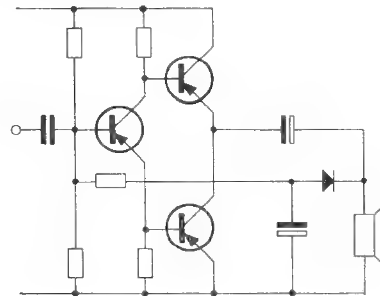


Bild 16: Geregelte Serien-Gegentakt-A-Endstufe

Bild 16 zeigt eine geregelte Serien-Gegentakt-A-Endstufe. Die beiden Endtransistoren sind in Reihe geschaltet, und der Lautsprecher wird an den Verbindungspunkt der beiden Transistoren über einen genügend großen Kondensator angeschlossen. Für die Berechnung der Stufe gelten die gleichen Formeln wie für die einfache geregelte A-Endstufe, jedoch ist für U_B die halbe Batteriespannung einzusetzen. Der Ausgangswiderstand am Kollektor des Phasenwendetransistors ist zwar wesentlich höher als am

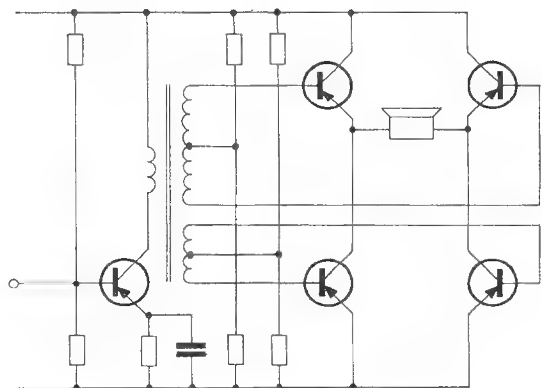


Bild 17: Brücken-Gegentakt-Endstufe

Emitter, das wird jedoch dadurch wieder ausgeglichen, daß der obere Endtransistor in Kollektorschaltung und der untere in Emitterschaltung betrieben wird. Die Stufe zeichnet sich durch besondere Klirrarmut aus.
Für sehr große Ausgangsleistungen bei hoher Batteriespannung ist die in Bild 17 gezeichnete Brückenendstufe geeignet. Sie läßt sich zwar auch im Gegentakt-A-Betrieb einsetzen wie die Schaltung 16, es empfiehlt sich jedoch, bei großen Ausgangsleistungen B-Betrieb anzuwenden, damit die abzuführende Verlustleistung klein bleibt. In diesem Fall muß die Endstufe über einen Transformator an den Treibertransistor angekoppelt werden, weil bei Vollaussteuerung der Spitzenwert der Steuerspannung für die beiden oberen Transistoren in Kollektorschaltung gleich der Batteriespannung sein muß und weil an einer Widerstandsverstärkerstufe höchstens eine halb so große Wechselspannung gewonnen werden kann. In die für den Gegentakt-B-Betrieb angegebenen Formeln ist bei Anwendung auf eine Brückenschaltung ebenfalls für U_B die halbe Batteriespannung einzusetzen. D. h. die Batteriespannung kann gleich der höchstzulässigen Kollektor-Emitter-Spannung der Endtransistoren gewählt werden. Wenn in diesem Fall der Treibertransistor keine größere Spannungsfestigkeit besitzt als der Endtransistor, so muß an seinem Emitterwiderstand wenigstens die Hälfte der Speisespannung abfallen.

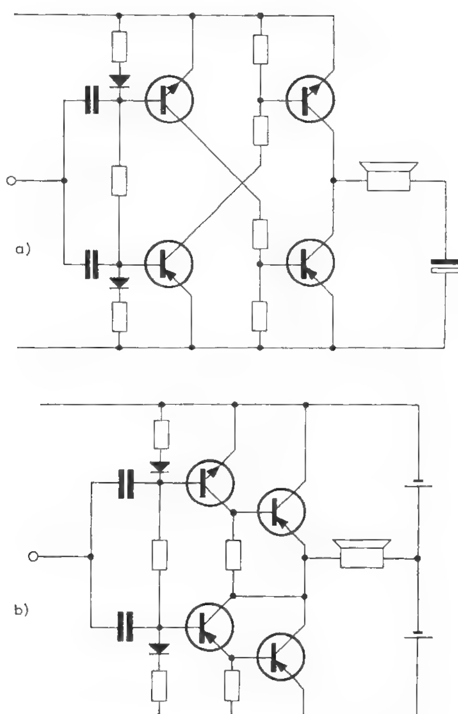


Bild 18: Serien-Gegentakt-Endstufen mit komplementären Transistor-Paaren

Die Übersicht über die Transistor-NF-Verstärker soll abgeschlossen werden mit dem Ausblick auf ein sehr elegantes Verfahren, das keine Parallele in der Röhrenschaltungstechnik besitzt, den Einsatz von komplementären Transistoren. Mit Kombinationen von pnp- und npn-Transistoren lassen sich eisenlose B-Endstufen aufbauen, bei denen auch der Treibertransformator entfallen kann. Ursache dafür, daß sich diese Schaltungen in Europa noch nicht eingebürgert haben, ist die Tatsache, daß sich zueinander passende Paare von komplementären Transistoren schwer finden lassen.

Der einzige wesentliche Unterschied zwischen den bisher ausschließlich besprochenen pnp-Transistoren und den npn-Transistoren ist die umgekehrte Aufeinanderfolge der elektronen- und löcherleitenden Kristallzone. Das heißt, npn-Transistoren können in allen besprochenen Schaltungen verwendet werden. Lediglich die umgekehrte Polung von Basis-Emitter- und Basis-Kollektor-Diode erfordert Steuer- und Speisespannungen mit ebenfalls umgekehrter Polung. Es ist deshalb möglich, eine pnp-Emitterstufe an eine npn-Emitterstufe und umgekehrt galvanisch anzukoppeln, wie Bild 18a zeigt. Beide Treiberstufen arbeiten in Emitterschaltung und können deshalb beim Gegentaktbetrieb mit einem sehr kleinen Signal ausgesteuert werden, das einer Widerstandsverstärkerstufe über einen Koppelkondensator entnommen wird. Die Dioden vor den Basis-Emitterwiderständen verhindern eine Aufladung des Koppelkondensators durch Gleichrichtung des Signals an der Basis-Emitterdiode, die eine Verschiebung des Anfangsstromes mit der Aussteuerung zur Folge hätte.

Bild 18b zeigt eine entsprechende Schaltung mit nur einem npn-Transistor. Hier ist eine Emitter-Treiber-Stufe mit einer Kollektor-Endstufe galvanisch gekoppelt und umgekehrt. Der Lautsprecher kann entweder wie in Schaltung 16 über einen Kondensator an Masse angeschlossen werden oder an eine Mittelanzapfung der Speisebatterie. Auch im letzteren Fall wird der Lautsprecher von einem reinen Wechselstrom durchflossen, wenn Arbeitspunkt und Aussteuerung für die beiden in Reihe geschalteten Endtransistoren gleichmäßig eingestellt sind.



INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH



INTERMETALL **Sonderdruck**

13/1962

Hans Keller

Die Silizium-Vierschichtdiode

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 314 95
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Die Silizium-Vierschichtdiode von Dipl.-Ing. Hans Keller, INTERMETALL GmbH

Seit Jahren haben sich Transistoren, Dioden und Zenerdioden auf den verschiedensten Gebieten der Elektronik ausgezeichnet bewährt. Neben der Verbesserung dieser Bauelemente führte die intensiv betriebene Forschung zu der Erfindung einiger neuer Halbleiter-Anordnungen mit ganz besonderen Eigenschaften. Ein solches vielseitig anwendbares Halbleiter-Bauelement ist die Silizium-Vierschichtdiode. Sie ist ein Zweipol, der – ähnlich wie ein Schalter – zwei stabile Zustände besitzt, einen sehr hochohmigen und einen sehr niederohmigen. Die Vierschichtdiode kann daher in vielen Fällen, vor allem wenn es auf schnelles Schalten ankommt, mechanische Schalter ersetzen. Wegen ihrer ausgeprägten Schalteigenschaften und des teilweise negativen Kennlinienverlaufes bietet sie daneben die Möglichkeit, Schaltungen zu entwickeln, die vorher nicht oder nur mit großem Aufwand verwirklicht werden konnten. Außerdem findet die Vierschichtdiode mit Vorteil Verwendung in vielen Schaltungen, in denen bisher zur Erzielung der gleichen Wirkung Elektronenröhren, Ionenröhren oder Transistoren eingesetzt wurden. Dadurch ergibt sich nicht nur häufig eine Schaltungsvereinfachung, sondern infolge der hohen Lebensdauer und der großen mechanischen und elektrischen Stabilität der Vierschichtdiode auch eine höhere Betriebssicherheit der Geräte.

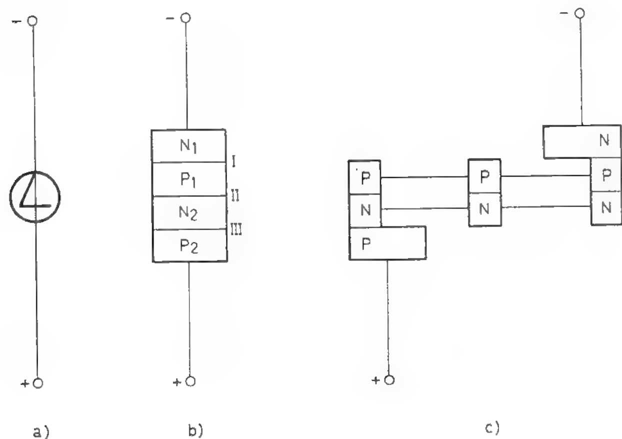


Bild 1: a) Schaltzeichen der Vierschichtdiode
b) Schematische Darstellung der Zonenfolge
c) Zerlegung der Vierschichtdiode in zwei Transistoren und eine Diode

Aufbau

Der wirksame Teil der Vierschichtdiode besteht aus einem kleinen Plättchen eines Silizium-Einkristalls mit vier aneinanderstoßenden Schichten von verschiedenen Leitfähigkeitstyp in der Reihenfolge NPNP (Bild 1b). Diese vier Schichten können z. B. beim Ziehen des Einkristalls durch dreimaliges Umdotieren der Schmelze gewonnen werden, einfacher jedoch dadurch, daß man in ein ursprünglich N-leitendes Silizium-Plättchen nacheinander Akzeptoren (z. B. Aluminium) und Donatoren (z. B. Antimon) eindiffundieren läßt. Da sich Diffusionsvorgänge gut steuern lassen, können nach diesem Verfahren Vierschichtdioden mit gewünschten Eigenschaften in engen Toleranzen hergestellt werden. Die fertigen Kristallplättchen werden an den beiden äußeren Zonen mit einer Goldauflage versehen, um die Zuführungsdrähte sperrschichtfrei anschließen zu können. Das ganze System ist in der bei Halbleiter-Dioden üblichen Weise in ein Glas- oder Metallgehäuse eingebaut. Die je nach der zulässigen Verlustleistung unterschiedlichen Ausführungsformen sind in Bild 2 dargestellt.

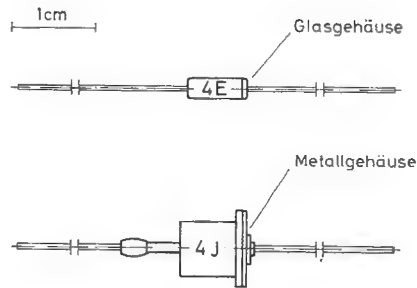


Bild 2: Bauformen der verschiedenen Vierschichtdioden-Typen

Wirkungsweise

Legt man – über einen Vorwiderstand – an die Vierschichtdiode eine niedrige Spannung so an, daß die Schicht N_1 mit dem Minuspol und die Schicht P_2 mit dem Pluspol verbunden ist, so sind die PN-Übergänge I und III in Durchlaßrichtung, der Übergang II in Sperrichtung gepolt. Daher fließt nur ein sehr kleiner Strom, und es fällt an der Sperrschicht II fast die volle Batteriespannung ab. Die Strom-Spannungs-Charakteristik der Vierschichtdiode entspricht in diesem Fall der einer normalen Silizium-Diode im Sperrgebiet. Wird die angelegte Spannung erhöht, so tritt bei einem bestimmten Wert, der sogenannten Schaltspannung, ein Lawinendurchbruch in der vorher gesperrten Schicht auf. Er wird verursacht durch den Anstieg der Feldstärke, die die wenigen in der Sperrschicht vorhandenen freibeweglichen Elektronen stark beschleunigt. Diese Elektronen schlagen dann weitere aus ihrer Bindung, so daß die Ladungsträgerdichte in der Sperrschicht II und damit der durch sie fließende Strom lawinenartig ansteigen. Dann liefert die Schicht P_1 Defektelektronen und die Schicht N_2 Elektronen in die mittlere Sperrschicht, so daß diese schließlich mit Ladungsträgern überschwemmt wird. Dadurch bricht die Spannung an ihr zusammen, und der Spannungsabfall an der Vierschichtdiode sinkt auf einen sehr kleinen Wert. Der Strom durch die Vierschichtdiode wird dabei praktisch nur noch durch den Vorwiderstand bestimmt.

Die Wirkungsweise der Vierschicht-Diode läßt sich auch in einer vielleicht etwas anschaulicheren Weise beschreiben. Man denke sich dazu die vier Schichten zerlegt in einen PNP- und einen NPN-Transistor sowie eine Diode mit definiertem Sperrspannungsabbruch (Bild 1c). Da die beiden Transistoren diffundierte Zonen enthalten, sind die Ladungsträgerdichten in den Sperrschichten und damit die Stromverstärkungen bei kleinem Kollektorstrom nur gering, steigen jedoch mit zunehmendem Strom stark an. Liegt an den Klemmen eine niedrige Spannung der eingezeichneten Polarität, so fließt durch die ganze Anordnung nur ein kleiner Strom, der sich aus den Restströmen der Transistoren und dem Sperrstrom der Diode zusammensetzt. Erst wenn die Batteriespannung die Abbruchspannung der Diode erreicht, nimmt der durch sie und über die Basis-Emitter-Strecken der Transistoren fließende Strom erheblich zu. Dadurch erhöhen sich die Kollektorströme der beiden Transistoren, was wiederum eine Zunahme ihrer Basisströme zur Folge hat. Diese Rückkopplung führt zu einem spontanen Anstieg des Stromes durch die ganze Anordnung, und die Spannung an den Klemmen sinkt auf einen sehr kleinen Wert. Dieser Zündvorgang tritt nur dann ein, wenn das Produkt aus den Gleichstromverstärkungen B der beiden Transistoren > 1 ist. Die Schaltung kippt wieder vom leitenden in den gesperrten Zustand um – sie löscht –, wenn durch äußere Schaltungsmaßnahmen der Strom durch sie soweit verringert wird, daß diese Bedingung nicht mehr erfüllt ist.

Gegenüber diffundierten Transistoren besitzen die heute handelsüblichen legierten Transistoren auch schon bei niedrigen Kollektorströmen eine verhältnismäßig hohe Stromverstärkung. Zum Nachbilden der prinzipiellen Schaltung nach Bild 1c mit konkreten Bauelementen müssen daher die Basis-Emitter-Strecken der beiden Transistoren mit einem Widerstand überbrückt werden (Bild 3a).

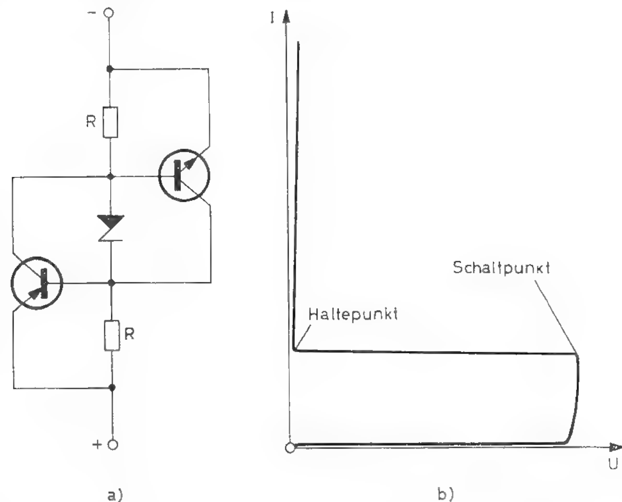


Bild 3: a) Nachbildung der Vierschichtdiode mit zwei komplementären Transistoren und einer Zenerdiode
b) Kennlinie dieser Schaltung

Wegen der nichtlinearen Kennlinien der Basis-Emitter-Dioden fließt dann bei kleinem Eingangsstrom dessen größter Teil über die Parallelwiderstände. Die Stromverstärkung der Transistoren wird dadurch scheinbar herabgesetzt und stark stromabhängig. In Bild 3b ist die Kennlinie einer solchen Ersatzschaltung mit zwei komplementären Silizium-Transistoren und einer Zenerdiode dargestellt.

Eigenschaften

Da die Vierschichtdiode nicht aus einzelnen Bauelementen besteht, unterscheidet sich ihre Kennlinie zwischen den beiden stabilen Bereichen etwas von der der Ersatzschaltung. Die für die Vierschichtdiode typische Kennlinie ist in Bild 4 dargestellt. Ihre charakteristischen Punkte sind der Schaltpunkt P_s, der Haltepunkt P_h und der inverse Abbruchpunkt P_{ab}. Jedem dieser Punkte sind eine Spannung und ein Strom, die durch die gleichen Indices gekennzeichnet werden, zugeordnet.

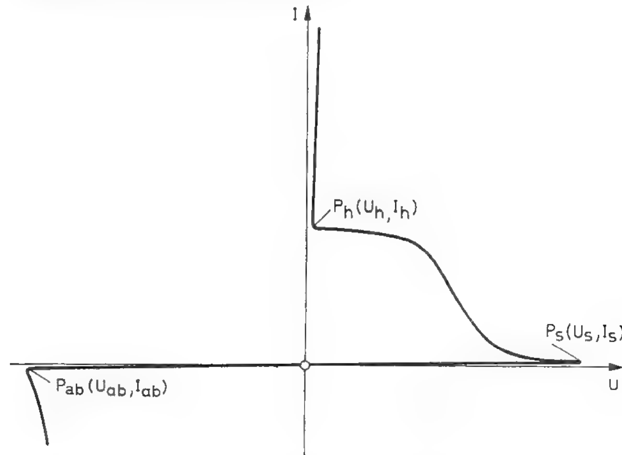


Bild 4: Typische Kennlinie der Vierschichtdiode

Die Kennlinie kann in drei Bereiche unterteilt werden, in denen die Vierschichtdiode gänzlich unterschiedliche Eigenschaften aufweist. Zwischen P_{ab} und P_s verhält sie sich wie zwei gegeneinander geschaltete normale Silizium-Dioden; zwischen P_s und P_h wirkt sie als stromabhängiger negativer Widerstand und oberhalb von P_h hat sie die gleichen Eigenschaften wie eine Silizium-Diode im Flußgebiet. Die Werte der drei charakteristischen Punkte sind bei den einzelnen Typen verschieden. Die wichtigsten Kenn- und Grenzwerte der zur Zeit hergestellten Vierschichtdioden sind in der Tabelle auf Seite 11 zusammengestellt. Alle Typen werden auch in MIL-Ausführung geliefert.
Die Schaltspannung der Vierschichtdioden ist zwischen − 10 und + 50° C verhältnismäßig konstant und fällt nur bei höheren und tieferen Temperaturen ab. Der Haltestrom dagegen hängt wesentlich stärker von der Temperatur ab, und zwar sinkt er mit steigender Temperatur um so mehr, je geringer sein Wert bei Raumtemperatur ist.

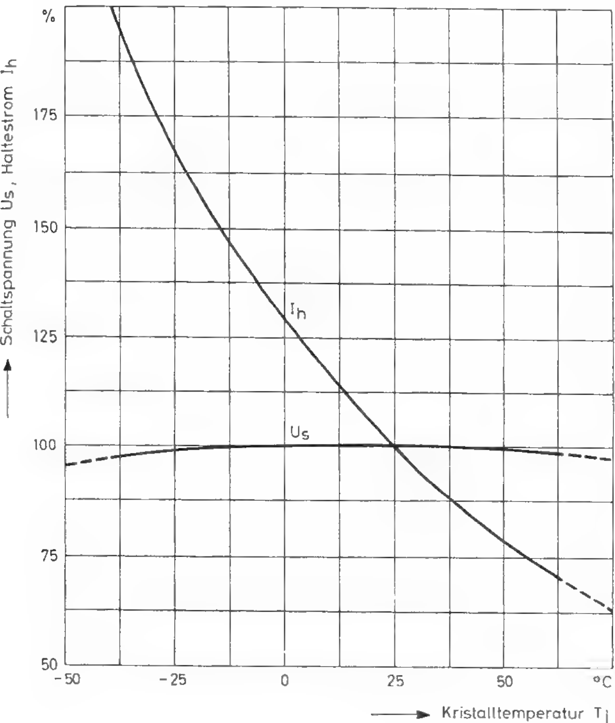


Bild 5: Mittlere Temperaturabhängigkeit der Schaltspannung und des Haltestromes von Vierschichtdioden der 4E-Serie

Bild 5 zeigt die für Vierschichtdioden der 4E-Serie typische Temperaturabhängigkeit der Schaltspannung und des Haltestromes. Die Temperaturabhängigkeit läßt sich in fast allen Fällen durch geeignete Schaltungsauslegung unwirksam machen, so daß die Einsatzmöglichkeiten der Vierschichtdiode dadurch nicht eingeschränkt werden.

Rate-Effekt
Die Kennlinie der Vierschichtdiode, wie sie in Bild 4 dargestellt ist, gilt, genau genommen, nur für statische Verhältnisse. Legt man nämlich an die Diode eine Spannung plötzlich an, z. B. einen steil ansteigenden Triggerimpuls, so zündet die Vierschichtdiode schon bei einer Spannung, die niedriger ist als U_s. Der Schaltstrom ist dabei höher als der statische Wert. Die Ursache für dieses Verhalten ist die Kapazität des mittleren PN-Überganges der Vierschichtdiode. Diese Kapazität hängt ab von den Sperrschichtabmessungen, der Dielektrizitätskonstante des Halbleiter-Materials und dem Störstellengradienten in der Grenzschicht. Außerdem ist sie eine Funktion der an der Sperrschicht liegenden Spannung. Da diese Spannung bei der Vierschichtdiode aber höchstens die Schaltspannung

erreichen kann, darf in erster Näherung angenommen werden, daß die Sperrschicht-Kapazität direkt von der Schaltspannung entsprechend der Beziehung

$$C = \frac{K}{U}$$

abhängt.

Die Konstante K hat für die Vierschichtdioden der 4E-Serie einen Wert von etwa 10^{-9} As.

Steigt die Spannung an der Vierschichtdiode nach einer linearen Funktion dU/dt an, dann fließt durch die Sperrschicht-Kapazität ein dielektrischer Verschiebungsstrom der Größe

$$I_C = \frac{K \cdot dU}{U_s \cdot dt}.$$

Bei einer Vierschichtdiode 4 E 20–8 ist beispielsweise I_C = 1,25 mA, wenn die angelegte Spannung um 25 V / µs ansteigt. Um diesen Wert verschiebt sich der Sperrbereich der Kennlinie parallel, so daß die Vierschichtdiode anstatt bei ihrer Nennschaltspannung (20 V) schon bei etwa 12 V zündet (Punkt A der Kennlinie in Bild 6). Ist die Kennlinie der Vierschichtdiode bekannt, so kann nach diesem Verfahren die Umschaltspannung für hohe Anstiegsgeschwindigkeiten der an die Diode angelegten Spannung hinreichend genau ermittelt werden. Das gilt jedoch nur bis zu einer Anstiegsgeschwindigkeit von etwa 50 . . . 100 V / µs. Bei einem so schnellen Spannungsanstieg wirkt sich nämlich die begrenzte Beweglichkeit der Ladungsträger in den Sperrschichten aus. Die Vierschichtdiode benötigt im Mittel eine Zeit von 0,1 µs zum Einschalten. Bei einem Spannungsanstieg von 100 V / µs kann sie daher erst zünden, wenn die Spannung 10 V erreicht, auch wenn der Schnittpunkt der Geraden für dU/dt = 100 V / µs mit der Kennlinie schon überschritten ist. Bei sehr großen Werten dU/dt steigt daher die Schaltspannung der Vierschichtdiode wieder an.

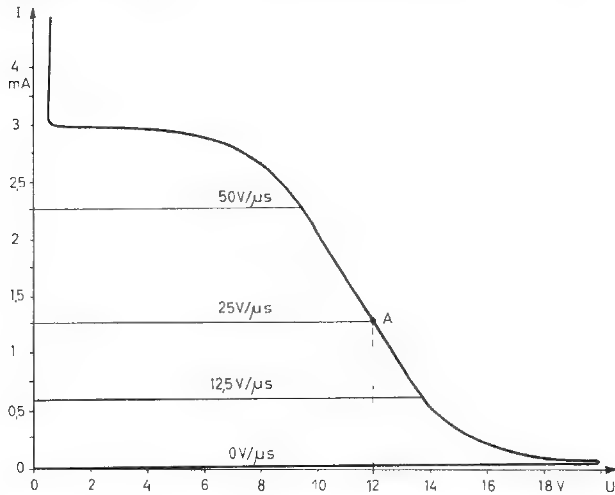


Bild 6: Verringerung der Schaltspannung durch den Rate-Effekt

Die scheinbare Verringerung der Schaltspannung bei hoher Anstiegsgeschwindigkeit der angelegten Spannung wird als Rate-Effekt bezeichnet. Er ist umso geringer, je höher die Schaltspannung und der Haltestrom der Vierschichtdiode sind. Der Rate-Effekt kann in vielen Fällen vorteilhaft ausgenutzt werden. Legt man beispielsweise an eine Vierschichtdiode mit 20 V Schaltspannung eine feste Vorspannung von 15 V, so kann durch einen der Gleichspannung überlagerten sehr steil ansteigenden Impuls von nur 1 bis 2 V die Vierschichtdiode gezündet werden.

Ist der Rate-Effekt unerwünscht, so kann er dadurch verringert werden, daß man mit der Vierschichtdiode eine kleine Induktivität in Reihe schaltet, die einen extrem schnellen Stromanstieg verhindert. So wirkt sich z. B. bei Schaltungen, in denen mit der Vierschichtdiode eine Relaiswicklung in Serie liegt, der Rate-Effekt nur wenig aus. In anderen Fällen kann mit Hilfe eines Kondensators der Spannungsanstieg an der Vierschichtdiode verlangsamt werden.

Kennlinien-Aufnahme

Die Kennlinie der Vierschichtdiode ist in Bezug auf die Spannung mehrdeutig, d. h. einer bestimmten Spannung sind in einem weiten Kennlinienbereich zwei Ströme unterschiedlicher Größe zugeordnet. Zum Messen der Kennlinie muß daher bei einem hohen Generatorwiderstand die Spannung als Funktion des Stromes aufgenommen werden. Ist das nicht der Fall, so kann der Bereich der Kennlinie zwischen P_s und P_h nicht oder nur teilweise gemessen werden. Beispiele dafür sind in Bild 7 dargestellt. Bild 7a zeigt die Kennlinie der Vierschichtdiode, wie sie mit einem Generatorwiderstand von mehreren MΩ gemessen werden kann. Die Kennlinie in Bild 7b ist mit einem Generatorwiderstand von einigen 10 kΩ aufgenommen, und die Kennlinie nach Bild 7c ergibt sich bei einem Generatorwiderstand von wenigen kΩ.

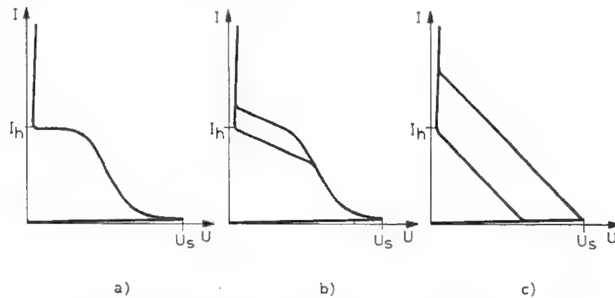


Bild 7: Vierschichtdioden-Kennlinien, aufgenommen mit a) hohem, b) mittlerem und c) niedrigem Generatorwiderstand

Eine mit geringem Aufwand realisierbare Meßschaltung für Vierschichtdioden ist in Bild 8 wiedergegeben. Sie ermöglicht eine für die Praxis ausreichend genaue Kennlinienaufnahme bis zu einem Strom von 50 mA. Mit dem 5 MΩ-Potentiometer kann der Strom, bis zu dem die Kennlinie durchfahren werden soll, eingestellt werden. Bei der angegebenen Dimensionierung muß der Eingang für die Vertikalablenkung des Oszillografen eine Empfindlichkeit von etwa 50 mV/cm besitzen; der Horizontalablenkverstärker soll einen Eingangswiderstand von mindestens 10 MΩ haben.

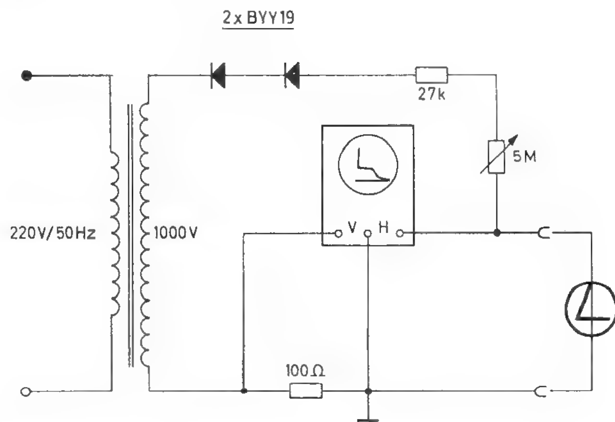


Bild 8: Einfache Meßschaltung für Vierschichtdioden

Anwendung als Schalter

Die ausgeprägten Schalteigenschaften der Vierschichtdiode können in sehr vielen Fällen vorteilhaft ausgenutzt werden. So findet die Vierschichtdiode z. B. Anwendung in Impulsverstärkern, Zählern, Generatoren, Kontrollschaltungen, Phasenwinkelreglern, Fernsprechwählanlagen sowie als Treiber für Relais und Magnetkernspeicher u. v. a. m. Einige der gebräuchlichsten Anwendungsmöglichkeiten werden im folgenden beschrieben.
Normalerweise liegt die Vierschichtdiode über einen Verbraucherwiderstand R_L an der Batteriespannung.

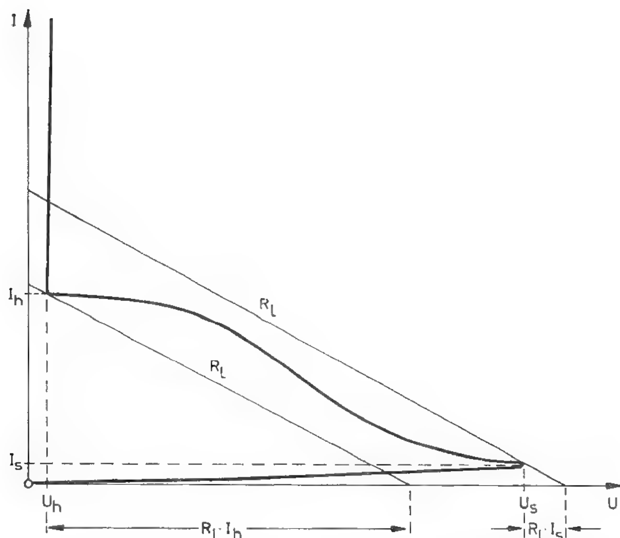


Bild 9: Kennlinie der Vierschichtdiode mit eingezeichneten Widerstandsgeraden

Betrachtet man dazu die Kennlinie in Bild 9 und die darin eingezeichneten Widerstandsgeraden R_L und nimmt man an, daß die Steuerung von der über R_L an der Vierschichtdiode anliegenden Spannung U vorgenommen wird, so erhält man als Einschaltbedingung

$$U > U_s + R_L \cdot I_s$$

und als Ausschaltbedingung

$$U < U_h + R_L \cdot I_h.$$

Dazwischen, d. h. bei

$$(U_s + R_L \cdot I_s) > U > (U_h + R_L \cdot I_h),$$

ist die Vierschichtdiode bistabil „auf“ oder „zu“, je nach der Vorgeschichte.

Impulsverstärker und -verzögerer

Die Vierschichtdiode zündet, wenn die an ihr liegende Spannung – z. B. durch einen Triggerimpuls – auf die Schaltspannung erhöht wird. Die Diode bleibt dann solange in ihrem niederohmigen Zustand, wie der durch sie fließende Strom mindestens gleich dem Haltestrom ist. In der Schaltung nach Bild 10a wird dieses Verhalten der Vierschichtdiode zur Impulsverstärkung ausgenutzt. Die Vierschichtdiode V liegt über einen Vorwiderstand R_1 an einer Spannung, die niedriger ist als ihre Schaltspannung. Der Widerstand R_1 ist dabei so groß, daß der Strom durch ihn in jedem Fall geringer ist als der Haltestrom. Wird über den Kondensator C_1 ein negativer Impuls ausreichender Amplitude eingespeist, so zündet die Vierschichtdiode, und der Kondensator C_2 entlädt sich über sie und den Widerstand R_2. Unterschreitet der Strom durch die Vierschichtdiode den Haltestrom, so löscht sie wieder. Am Ausgang der Schaltung entsteht beim Einschalten der Vierschichtdiode ein positiver Impuls in der Höhe der Batteriespannung.

Bild 10b zeigt einen ähnlichen Impulsverstärker, der zusätzlich eine mit der Vierschichtdiode in Reihe geschaltete Silizium-Diode enthält. Wird parallel zu dieser ein positiver Impuls über den Kondensator C_1 eingespeist, so zündet die Vierschichtdiode und bleibt im durchgesteuerten Zustand, bis sich der Kondensator C_2 entladen hat. Der Vorteil dieser Schaltung gegenüber der oben beschriebenen besteht darin, daß ihr Eingangswiderstand für den Steuerimpuls wesentlich höher ist. Der Innenwiderstand des Steuergenerators muß nur so klein sein, daß der im ersten Moment beim Zünden der Vierschichtdiode über ihn fließende Strom gerade zum Umschalten in den niederohmigen Zustand ausreicht.

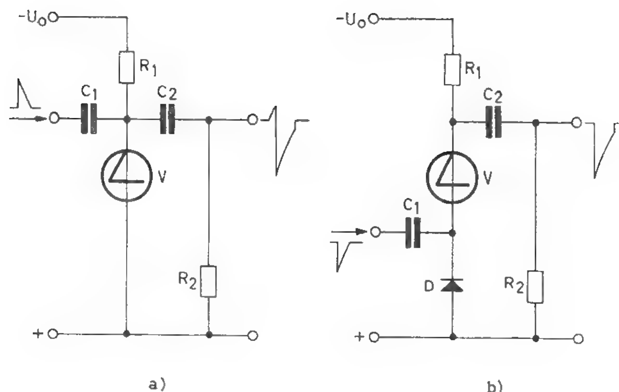


Bild 10: Impulsverstärker mit
a) niedrigem und b) hohem Eingangswiderstand

Ersetzt man die Diode D in Bild 10b durch eine Vierschichtdiode, so erhält man einen Impulsverstärker, der sowohl mit positiven als auch mit negativen Impulsen angesteuert werden kann. Wird ein positiver Eingangsimpuls zugeführt, so zündet zuerst die obere Vierschichtdiode; ein negativer Impuls schaltet zuerst die untere Vierschichtdiode ein.

Eine Impulsverzögerung kann mit der gleichen Schaltung, wie sie in Bild 10a für einen Impulsverstärker dargestellt ist, erzeugt werden. Dazu muß die Batteriespannung höher sein als die Schaltspannung der Vierschichtdiode und der Widerstand R_1 so klein, daß die Vierschichtdiode, wenn sie einmal gezündet hat, in diesem Zustand verbleibt. Wird die Diode durch einen positiven Eingangsimpuls gelöscht, so lädt sich der Kondensator C_2 auf, bis die Schaltspannung erreicht ist. Die Vierschichtdiode zündet dann, und es entsteht an den zu R_2 parallelen Ausgangsklemmen ein positiver Impuls, der um die Zeit

$$t = (R_1 + R_2) \cdot C \cdot \ln \frac{U_o}{U_o - U_s}$$

gegenüber dem Eingangsimpuls verzögert ist.

Sägezahn- und Impulsgeneratoren

Eine sehr einfache und für die verschiedensten Zwecke abwandelbare Schaltung ist der Sägezahngenerator nach Bild 11a. Über die Widerstände R_1 und R_2 wird der Kondensator C an einer Spannung aufgeladen, die höher ist als die Schaltspannung der Vierschichtdiode. Erreicht die Spannung an der Vierschichtdiode den Wert U_s, so zündet diese. Der Kondensator entlädt sich über sie und den Widerstand R_2, bis der Haltestrom unterschritten wird. Die Vierschichtdiode löscht dann wieder, und der Vorgang beginnt von neuem. Wesentlich ist dabei, daß durch

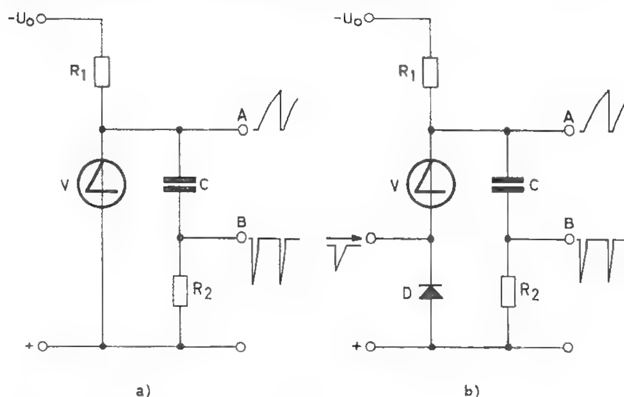


Bild 11: a) Einfacher Sägezahngenerator
b) Getriggerter Sägezahngenerator

R_1 nur ein Strom fließen kann, der kleiner ist als der minimale Haltestrom. Der Widerstand R_2 hat die Aufgabe, den Entladestrom des Kondensators auf den für die Vierschichtdiode zulässigen Wert zu begrenzen. Am Punkt A der Schaltung kann eine Sägezahnspannung abgenommen werden, die umso linearer ansteigt, je kleiner die Schaltspannung der Vierschichtdiode im Verhältnis zur Batteriespannung ist. Die Anstiegszeit des Sägezahnes ist:

$$t_1 = (R_1 + R_2) \cdot C \cdot \ln \frac{U_o}{U_o - U_s}.$$

Am Punkt B treten beim Zünden der Vierschichtdiode positive Impulse in der Höhe der Schaltspannung auf. Ihre Zeitdauer wird bestimmt durch die Entladezeit des Kondensators:

$$t_2 = R_2 \cdot C \cdot \ln \frac{U_s}{R_2 \cdot I_h}.$$

Die Summe dieser beiden Zeiten ergibt die gesamte Periodendauer der Ausgangsspannung. Die Frequenz des Generators läßt sich durch Ändern des Widerstandes R_1 und/oder des Kondensators C in weiten Grenzen variieren. Der Sägezahngenerator kann getriggert werden, wenn man, wie das in Bild 11b gezeigt ist, der Vierschichtdiode eine normale Diode in Reihe schaltet und parallel zu dieser positive Triggerimpulse einspeist.

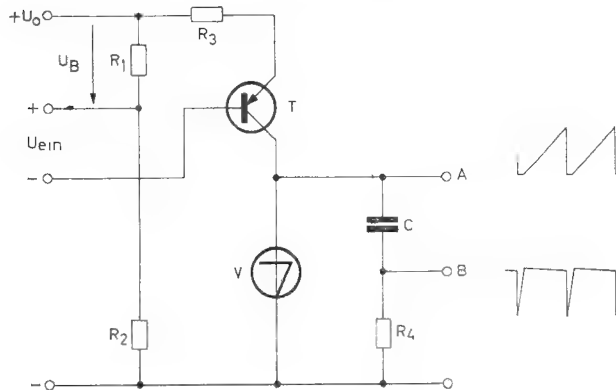


Bild 12: Spannungs-Frequenz-Wandler

Bild 12 zeigt eine andere Abwandlung des Sägezahngenerators. Der Kondensator wird hier nicht über einen Widerstand, sondern über einen Transistor aufgeladen. Der Ladestrom und damit die Frequenz der Sägezahnspannung sind abhängig von der an der Basis des Transistors anliegenden Spannung. Es ist

$$f \approx \frac{U_{ein} + U_B}{U_s \cdot C \cdot R_E}.$$

Die Schaltung kann daher zur Erzeugung einer der Eingangsspannung proportionalen Frequenzänderung benutzt werden. Durch die Aufladung des Kondensators mit einem von seiner Spannung unabhängigen Strom steigt die Sägezahnspannung dabei sehr linear an.

Frequenzteiler

In vielen elektronischen Geräten, z. B. in quarzgesteuerten Uhren, werden Frequenzteiler benötigt. Die einfachste Ausführungsform eines solchen Teilers ist der getriggerte Sägezahngenerator nach Bild 11b. Die Vierschichtdiode zündet bei dem Eingangsimpuls, der zusammen mit der Ladespannung des Kondensators C die Schaltspannung der Vierschichtdiode überschreitet. Dabei tritt am Widerstand R_2 ein positiver Impuls in der Höhe der Kondensatorspannung auf. Dieser Ausgangsimpuls kann zur Steuerung einer weiteren Teilerstufe benutzt werden, die über eine kleine Kapazität am Punkt B angeschlossen wird. Das Teilerverhältnis wird bei dieser Schaltung bestimmt durch die Höhe der Steuerimpulse und deren Frequenz.

Bild 13 zeigt einen Frequenzteiler, dessen Teilverhältnis in weiten Grenzen unabhängig von der Frequenz der Eingangsimpulse ist. Über den Transistor T wird der Kondensator C durch die negativen Eingangsimpulse jeweils um einen bestimmten Betrag aufgeladen, so daß die Spannung an ihm treppenförmig ansteigt. Erreicht die Kondensatorspannung die Schaltspannung der Vierschichtdiode V, so zündet diese und es tritt an dem Widerstand R_2 ein negativer Ausgangsimpuls auf. Das Teilerverhältnis ist bei dieser Schaltung nicht nur unabhängig von der Frequenz, sondern auch von der Höhe der Eingangsimpulse, vorausgesetzt, daß diese den Transistor voll durchsteuern; es wird jedoch bestimmt durch die Breite der Eingangsimpulse, da von ihr die Zeit abhängt, in der der Kondensator jeweils aufgeladen wird.

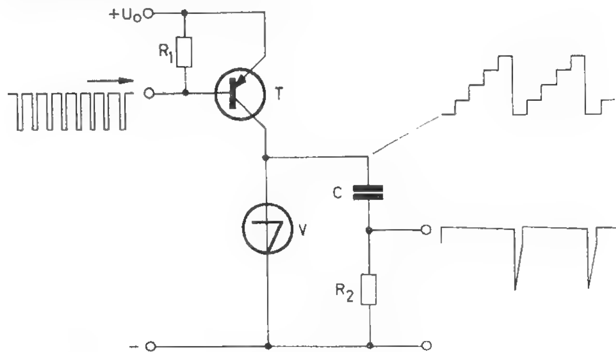


Bild 13: Frequenzteiler

Multivibratoren

Mit Vierschichtdioden können astabile, monostabile und bistabile Multivibratoren aufgebaut werden. Als einfaches Beispiel dafür zeigt Bild 14a einen astabilen Multivibrator.

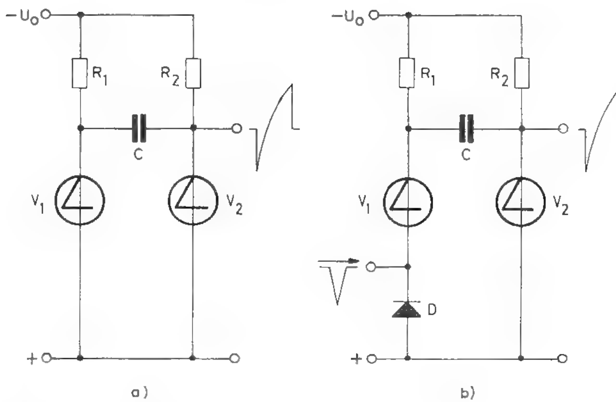


Bild 14: a) Astabiler Multivibrator
b) Monostabiler Multivibrator

Die Betriebsspannung liegt bei dieser Schaltung höher als die Schaltspannung der Vierschichtdioden. Die Widerstände R_1 und R_2 sind klein genug, um den Haltestrom fließen zu lassen. Hat die Diode V_1 gezündet, so lädt sich der Kondensator C über R_2 solange auf, bis die Schaltspannung von V_2 erreicht ist. Dann zündet diese und V_1 erhält über den Kondensator einen so hohen positiven Impuls, daß ihr Haltestrom unterschritten wird und sie löscht. V_1 zündet erst wieder, wenn sich der Kondensator über R_1 auf ihre Schaltspannung umgeladen hat, usw. Die Frequenz des Multivibrators ist

$$f = \frac{1}{C \cdot \left(R_1 \cdot \ln \frac{U_o + U_{s2}}{U_o - U_{s1}} + R_2 \cdot \ln \frac{U_o + U_{s1}}{U_o - U_{s2}}\right)}.$$

Dabei sind U_{s1} und U_{s2} die Schaltspannungen der beiden Vierschichtdioden. Im Gegensatz zu Transistor-Multivibratoren ist die von einer solchen Schaltung abgegebene Spannung nicht rechteckförmig, sondern steigt und fällt nach einer e-Funktion.

Bild 14b zeigt die Schaltung eines monostabilen Multivibrators. Sie ist so ausgelegt, daß die Schaltspannung der Vierschichtdiode V_1 größer, die der Vierschichtdiode V_2 kleiner ist als die Batteriespannung. Dann ist V_1 gelöscht und V_2 gezündet. Wird dem Eingang der Schaltung ein positiver Impuls zugeführt, so zündet V_1. Die Vierschichtdiode V_2 erhält dabei über C einen so hohen positiven Impuls, daß sie gelöscht wird. Der ursprüngliche Zustand stellt sich erst dann wieder ein, wenn sich C über R_2 bis auf die Schaltspannung von V_2 aufgeladen hat. Die Rückschaltzeit dieses Monovibrators wird bestimmt durch die Zeitkonstante $C \cdot R_2$ und durch das Verhältnis der Batteriespannung zur Schaltspannung der Vierschichtdiode V_2.

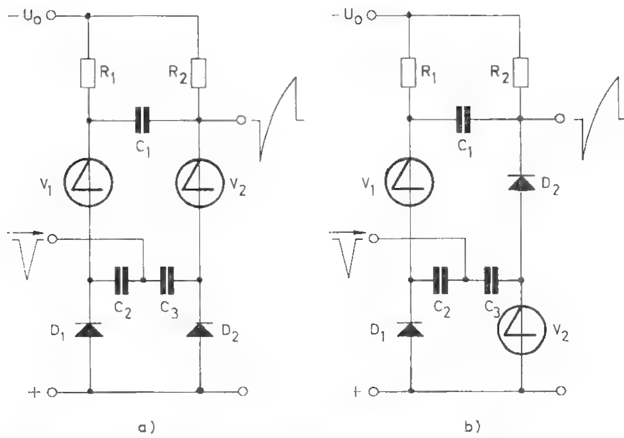


Bild 15: Bistabile Multivibratoren

In Bild 15a ist die Schaltung eines bistabilen Multivibrators wiedergegeben. Die Schaltspannungen beider Vierschichtdioden müssen hier größer sein als die Batteriespannung, und die Widerstände R_1 und R_2 müssen klein genug sein, um den Haltestrom fließen zu lassen. Es sei angenommen, daß V_1 gezündet und V_2 gelöscht ist und daß sich außerdem der Kondensator C_1 auf annähernd die Batteriespannung aufgeladen hat. Wird nun am Verbindungspunkt der beiden Kondensatoren C_2 und C_3 ein positiver Impuls eingespeist, so zündet V_2. Gleichzeitig erhält die Vierschichtdiode V_1 über C_1 einen positiven Impuls und wird damit gelöscht. Der nächste Impuls kippt die Schaltung wieder in den ursprünglichen Zustand zurück.

Vertauscht man in dieser Schaltung die Diode D_2 mit der Vierschichtdiode V_2, so erhält man einen bistabilen Multivibrator, der auf die Polarität der Triggerimpulse anspricht (Bild 15b). Ein positiver Impuls zündet die Vierschicht-Diode V_1. Weitere positive Impulse lösen dann keinen Kippvorgang mehr aus. Ein negativer Impuls schaltet die Vierschichtdiode V_2 ein. Auch dieser Schaltzustand kann erst wieder durch einen Impuls umgekehrter Polarität geändert werden. Die Wirkungsweise der Schaltung läßt sich an Hand der vorangegangenen Beispiele leicht erklären.

Serien- und Parallelschaltung von Vierschichtdioden

Für manche Anwendungen ist die maximale Schaltspannung der zurzeit hergestellten Vierschichtdioden zu niedrig. In einem solchen Fall können Vierschichtdioden in beliebiger Anzahl hintereinander geschaltet werden. Wegen der Streuung ihrer Sperrwiderstände ist es dabei lediglich erforderlich, ihnen Widerstände von beispielsweise 100 kΩ parallel zu schalten, um für den Sperrzustand die Batteriespannung im Verhältnis der Schaltspannungen aufzuteilen (Bild 16a). Eine solche Schaltung wirkt wie eine einzelne Vierschichtdiode mit höherer Schaltspannung, höherer Haltespannung und niedrigerem Sperrwiderstand.

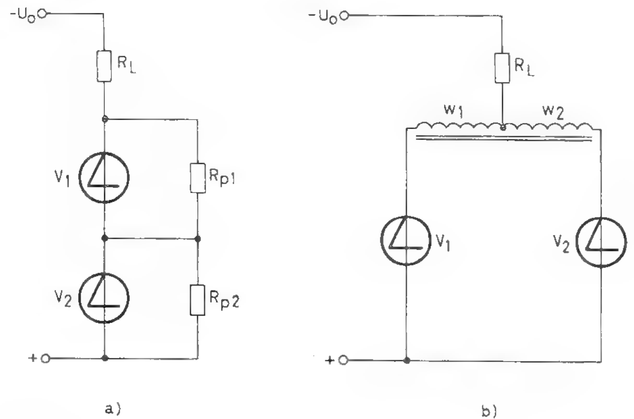


Bild 16: a) Serienschaltung und
b) Parallelschaltung von Vierschichtdioden

In Fällen, wo ein Strom geschaltet werden soll, der höher ist als der für eine einzelne Vierschichtdiode zulässige, müssen zwei oder mehr Vierschichtdioden parallel geschaltet werden. Eine direkte Parallelschaltung ist allerdings wegen der immer vorhandenen geringen Unterschiede in den Schaltspannungen nicht möglich. Es würde dabei immer nur die Diode mit der niedrigsten Schaltspannung zünden. Es kann aber die in Bild 16b wiedergegebene Schaltung angewandt werden. Dabei liegen die beiden Vierschichtdioden an der Wicklung eines Spartransformators, deren Mittelanzapfung über den Lastwiderstand R_L an die Speisespannung angeschlossen ist. Zündet zuerst die Diode V_1, so wird in der Wicklungshälfte w_2 eine Spannung induziert, durch die V_2 eingeschaltet wird. Haben beide Vierschichtdioden gezündet, so liegen die Wicklungshälften des Transformators bifilar parallel. Die im Stromkreis wirksame Induktivität wird dann nur noch durch die geringe Streuung zwischen w_1 und w_2 bestimmt und ist daher praktisch vernachlässigbar.

In ähnlicher Weise, d. h. bei Verwendung von mehreren Transformatoren, können auch mehr als zwei Vierschichtdioden parallel betrieben werden.

Sicherheits- und Kontrollschaltungen

In vielen technischen Einrichtungen, beispielsweise an unbewachten Bahnübergängen, sind Warnlampen eingesetzt, die unbedingt zuverlässig einen Gefahrenzustand anzeigen müssen. Nachteilig ist dabei die begrenzte Lebensdauer der Lampen. Bild 17a zeigt eine Schaltung, bei der mit einer Vierschichtdiode beim Ausfall der einen

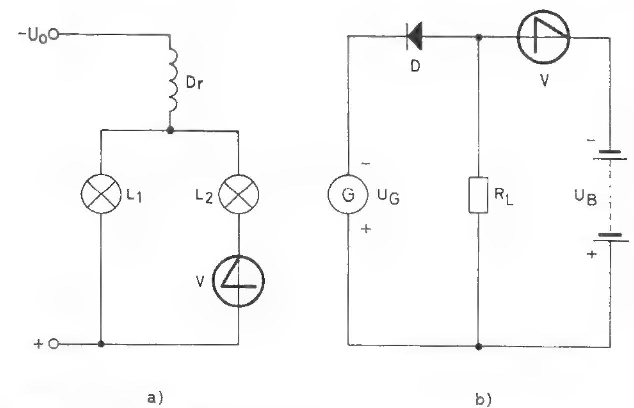


Bild 17: a) Sicherheitsschaltung
b) Notstromschalter

Lampe automatisch eine zweite eingeschaltet wird. Die Betriebsspannung der Schaltung ist niedriger als die Schaltspannung der Vierschichtdiode. Daher brennt normalerweise nur die Lampe L_1 und die Vierschichtdiode bleibt gelöscht. Fällt L_1 durch Bruch des Glühfadens aus, so tritt an der Vorschaltdrossel Dr eine induktive Überspannung auf, durch die die Vierschichtdiode und damit die Lampe L_2 eingeschaltet wird.

Wenn der Betrieb eines Gerätes, das von einem Generator gespeist wird, bei dessen Ausfall nicht unterbrochen werden soll, so kann die in Bild 17b gezeigte Schaltung angewendet werden. Fällt der Generator aus, so sinkt die Spannung am Verbraucher R_L ab. Die Spannung an der Vierschichtdiode nimmt entsprechend zu, bis ihre Schaltspannung erreicht ist. Die Vierschichtdiode zündet dann und verbindet den Verbraucher mit der Notstromquelle U_B. Die Diode D verhindert einen Rückstrom von der Batterie zum Generator. Unter der Voraussetzung, daß die Generatorspannung etwas höher ist als die Batteriespannung, wird der Haltestrom der Vierschichtdiode beim Wiedereinschalten des Generators unterschritten und dadurch die Batterie wieder vom Verbraucher abgetrennt.

Häufig müssen Geräte, die an einer Gleichspannung betrieben werden, gegen Überspannungen geschützt sein. In einem solchen Fall kann die Schaltung nach Bild 18a verwendet werden. Sie enthält eine Vierschichtdiode, mit der ein Relais in Serie geschaltet ist. Steigt die Betriebsspannung auf die Zündspannung der Vierschichtdiode an, so wird das Relais eingeschaltet und über den Ruhekontakt S die Stromzufuhr für den Verbraucher unterbrochen. Zum Wiedereinschalten des Verbrauchers muß der Strom durch die Vierschichtdiode mit Hilfe des Druckkontaktes K kurzzeitig unterbrochen werden.

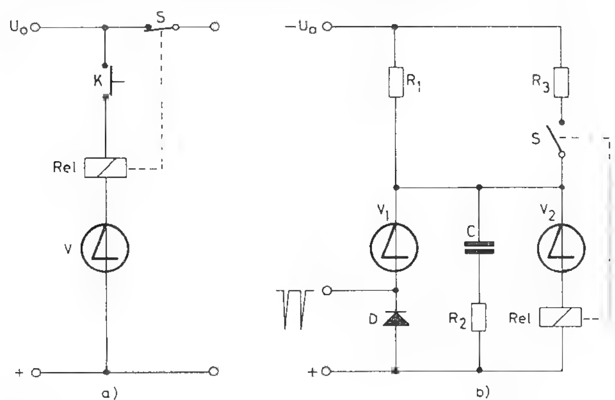


Bild 18: a) Überspannungsschutzschalter
b) Überwachungsschaltung

Bild 18b zeigt eine Schaltung zur Überwachung von Maschinen. Sie dient dazu, ein Alarmsignal auszulösen, sobald die Maschine, an die sie angeschlossen ist, ausfällt. Als Steuersignal liefert die Maschine Impulse, die beispielsweise durch einen magnetischen Impulsgeber oder mit Hilfe einer Fotozelle erzeugt werden. Durch jeden Eingangsimpuls wird die Vierschichtdiode V_1 gezündet. Sie entlädt dabei den Kondensator C, so daß dessen Spannung immer unter der Schaltspannung der Vierschichtdiode V_2 bleibt. Fallen die Eingangsimpulse aus, so lädt sich der Kondensator über den Widerstand R_1 weiter auf, bis die Schaltspannung von V_2 erreicht wird. Dann zündet diese, das Relais zieht an und schließt den Kontakt S. Der Strom durch den Widerstand R_3 hält dann die Vierschichtdiode V_2 weiter im durchgesteuerten Zustand. Erst wenn nach Wiederinbetriebsetzen der Maschine ein Eingangsimpuls auftritt, zündet V_1 und setzt die Spannung an V_2 soweit herab, daß diese löscht und das Relais wieder abfällt. Die Größe des Widerstandes R_1 und des Kondensators C bestimmen die Zeit, nach welcher das Relais beim Ausbleiben der Eingangsimpulse anzieht und ein Alarmsignal auslöst.

Treiber für Magnetkernspeicher

Ein weiteres Anwendungsgebiet der Vierschichtdiode ist die Steuerung von Magnetkernspeichern. Bild 19a zeigt dafür ein einfaches Schaltbeispiel. In dem Magnetspeicher M wird ein Strom I_m mit der in Bild 19b gezeigten Kurvenform erzeugt. Dabei wird durch den positiven (Lese-)Impuls zuerst die gespeicherte Information abgefragt; der direkt darauf folgende negative (Schreib-)Impuls stellt den beim Abfragen aufgehobenen Speicherzustand wieder her. Bedingung für das Funktionieren der Schaltung ist, daß die Batteriespannung U_0 niedriger liegt als die Schaltspannung der Vierschichtdiode, und daß der Widerstand R_1 so groß ist, daß der Haltestrom nicht aufrecht erhalten werden kann. Im Ruhezustand ist dann der Kondensator C_1 auf die Batteriespannung aufgeladen. Wird die Vierschichtdiode durch einen positiven Impuls gezündet, so entlädt sich C_1, und es fließt über die Vierschichtdiode, L_1, R_2 und M der Abfragestrom. Ein anderer Teil des Entladestromes fließt über die Induktivität L_2. Sinkt der Strom durch die Vierschichtdiode unter ihren Haltestrom, so schaltet sie in den gesperrten Zustand zurück und C_1 wird wieder über R_1 aufgeladen. Der auf den Leseimpuls folgende Schreibimpuls wird von der während des vorangegangenen Schaltzustandes in L_2 gespeicherten Energie erzeugt.

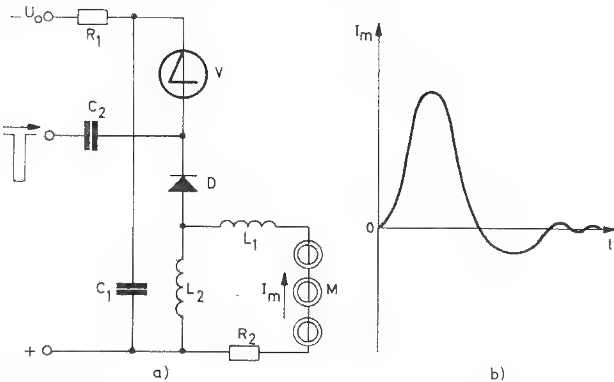


Bild 19: a) Treiber für Magnetkernspeicher
b) Zeitlicher Verlauf des Magnetisierungsstromes

Phasenwinkelregler

Die Schaltung nach Bild 20 dient zur verlustarmen Leistungsregelung. Der Verbraucher R_L wird aus einer Gleichrichterbrücke mit einer Halbwellenspannung gespeist. In den Laststromkreis ist eine Vierschichtdiode V eingeschaltet. Diese löscht, wenn die Halbwellenspannung auf Null sinkt. Der Reihenschaltung von Vierschichtdiode und Verbraucher liegt ein Kondensator parallel, der über einen veränderbaren Widerstand von einer Hilfsspannungsquelle U_H aufgeladen wird. Die Schaltung muß so ausgelegt werden, daß die Spannung am Kondensator schneller ansteigt als die Halbwellenspannung. Der Einstellung des Potentiometers P entsprechend wird die

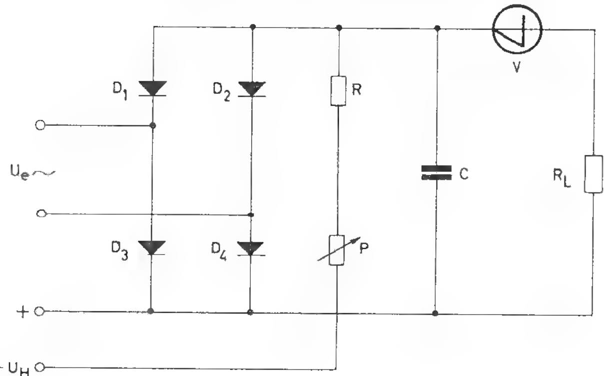


Bild 20: Phasenwinkelregler mit einer Vierschichtdiode

Schaltspannung der Vierschichtdiode früher oder später erreicht. Eine Änderung des Zündwinkels kann aber auch durch Steuerung der Hilfsspannung bewirkt werden.

Ringzähler

Bild 21 zeigt einen Ringzähler mit Vierschichtdioden. Die Schaltung besteht aus einem Impulsverstärker und einer Zähldekade. Der Impulsverstärker enthält zwei in Reihe geschaltete Vierschichtdioden und kann daher sowohl mit positiven als auch negativen Impulsen angesteuert werden. Der Widerstand R_2 im Lastzweig des Impulsverstärkers ist so groß zu bemessen, daß der Haltestrom der Vierschichtdioden nicht aufrechterhalten werden kann. Den beiden Vierschichtdioden V_{i1} und V_{i2} sind Widerstände von etwa 100 kΩ parallel geschaltet, die dafür sorgen, daß die Spannung gleichmäßig aufgeteilt wird. Die an den Impulsverstärker angeschlossene Zähldekade besteht aus zehn bistabilen Stufen mit je einer Vierschichtdiode als Schaltelement, einer Silizium-Diode zur Erhöhung des Eingangswiderstandes für den Fortschaltimpuls und einer Glühlampe zur Anzeige des Schaltzustandes. Die einzelnen Stufen sind über Kondensatoren miteinander gekoppelt. Das Signal der letzten wird auf die erste Stufe zurückgeführt. Im gemeinsamen Stromzweig der Vierschichtdioden $V_1 \ldots V_9$ liegt der im normalen Betriebszustand kurzgeschlossene Widerstand R_5. Er ist so groß, daß durch ihn der Haltestrom keiner dieser Vierschichtdioden aufrechterhalten werden kann.

Wird bei geöffnetem Rückstellkontakt S die Zählschaltung an die Batteriespannung gelegt, so zündet nur die erste Vierschichtdiode der Dekade, und die Lampe L_0 leuchtet auf. Nach dem Schließen des Rückstellkontaktes können die übrigen Vierschichtdioden auch nicht zünden, da der Spannungsabfall, der durch den Strom der ersten Vierschichtdiode an dem Widerstand R_1 erzeugt wird, die Spannung an den anderen Vierschichtdioden niedriger hält als ihre Schaltspannung. Wird nun dem Impulsverstärker ein positiver oder negativer Impuls zugeführt, der ausreicht, die Dioden zu zünden, so wird über den Koppelkondensator C_i die Speisespannung der Zählkette kurzzeitig soweit herabgedrückt, daß die Vierschichtdiode V_0 löscht. Beim Wiederansteigen der Speisespannung zündet dann die Vierschichtdiode V_1, da an ihr zusätzlich zu der Speisespannung die Spannung des Kondensators C_1 auftritt, der sich vorher auf die Brennspannung der Lampe L_0 aufgeladen hat. Es leuchtet dann nur die Lampe L_1 auf. Entsprechend diesem Vorgang wird durch jeden Eingangsimpuls der Schaltzustand „ein" um eine Stufe in der Kette nach rechts verschoben und infolge der Rückführung von der letzten Stufe wieder auf die erste zurück. An dem Widerstand R_6 im Stromzweig der letzten Vierschichtdiode tritt bei deren Umschalten vom leitenden in den gesperrten Zustand ein positiver Spannungsstoß auf, der zur Ansteuerung einer weiteren Zählkette benutzt werden kann.

Anwendung als negativer Widerstand

Der Bereich der Vierschichtdioden-Kennlinie, in dem sie einen negativen Widerstand darstellt, kann ausgenutzt werden, um Schwingkreise und Leitungen zu entdämpfen oder eine Spannung zu stabilisieren. Dazu wird die Vierschichtdiode über einen hochohmigen Widerstand so vorgespannt, daß sich ein stabiler Arbeitspunkt auf dem negativen Kennlinienteil einstellt. Der Vorwiderstand muß dabei so groß sein, daß die Kennlinie von der Widerstandsgeraden nur in einem Punkt geschnitten wird. Die Vierschichtdiode wirkt in diesem Fall als leerlaufstabiler negativer Widerstand.

Sinusoszillator

Die Vierschichtdiode kann als negativer Widerstand zur Entdämpfung eines Schwingkreises benutzt werden, wenn man sie mit dem Verlustwiderstand des Kreises in Serie schaltet. Ist der negative Widerstand dem Betrag nach kleiner als der Verlustwiderstand, so wird dadurch der resultierende Widerstand verringert und die Kreisgüte erhöht. Ist er gleich oder größer als der Betrag des Verlustwiderstandes, so neigt die Schaltung zum Schwingen. Dieser letzte Effekt wird bei der in Bild 22a wiedergegebenen Schaltung ausgenutzt. Sie stellt einen Sinus-Generator dar, der einen Parallelschwingkreis mit der Kapazität C und der Induktivität L enthält sowie eine Vierschichtdiode, die mit der Induktivität in Reihe geschaltet ist. Der günstigste Arbeitspunkt der Vierschichtdiode kann mit Hilfe des Potentiometers P eingestellt werden. Die Schaltung liefert eine Sinusspannung mit nur geringem Klirrfaktor.

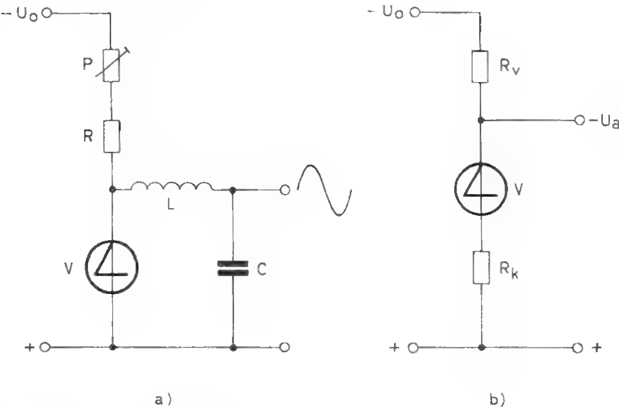


Bild 22: a) Sinusoszillator
b) Parallelstabilisierungsschaltung

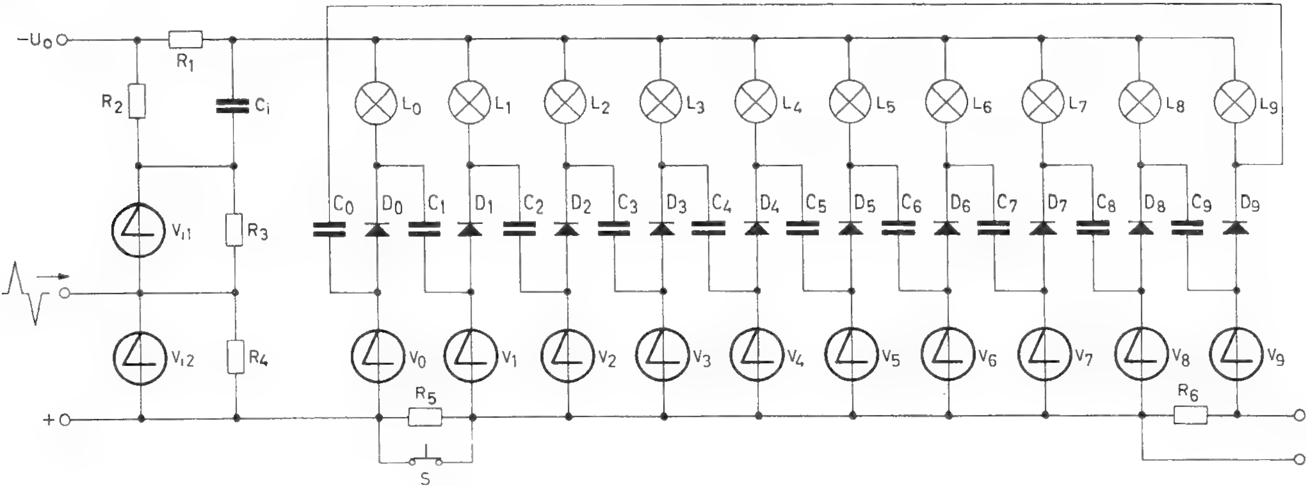


Bild 21: Ringzähler mit Vierschichtdioden

Stabilisierungsschaltung

Wird der Arbeitspunkt der Vierschichtdiode auf den linearen Teil der negativen Kennlinie eingestellt und schaltet man der Diode einen positiven Widerstand vom gleichen Betrag des negativen in Reihe, so ist der resultierende Widerstand der Reihenschaltung gleich Null. Er ändert sich auch nicht, wenn der Arbeitspunkt etwas verschoben wird, vorausgesetzt, daß dieser immer im linearen Teil der Kennlinie bleibt. Mit einer solchen Anordnung kann daher in sehr einfacher Weise eine Spannungsstabilisierung erzielt werden. Die prinzipielle Schaltung ist in Bild 22b dargestellt. Die Vierschichtdiode liegt in Reihe mit dem Kompensationswiderstand R_k über einen hochohmigen Vorwiderstand an der Speisespannung. Die stabilisierte Ausgangsspannung wird parallel zur Serienschaltung der Vierschichtdiode mit dem Kompensationswiderstand abgegriffen. Eine Änderung der Speisespannung verschiebt den Strom durch die Vierschichtdiode nur geringfügig. Die Ausgangsspannung ändert sich daher praktisch nicht (Bild 23).

Bei einer solchen Schaltung muß berücksichtigt werden, daß wegen der hohen Spannung, die an der Vierschichtdiode anliegt, und dem Strom von mehreren mA, der durch sie fließt, eine Verlustleistung in der Vierschichtdiode auftritt, die unter Umständen den zulässigen Wert überschreitet. Soll daher eine hohe Spannung stabilisiert werden, so ist es zweckmäßig, mit der Vierschichtdiode eine oder mehrere Zenerdioden in Reihe zu schalten, wobei der positive Widerstand der Zenerdioden teilweise oder ganz die Funktion von R_k übernimmt.

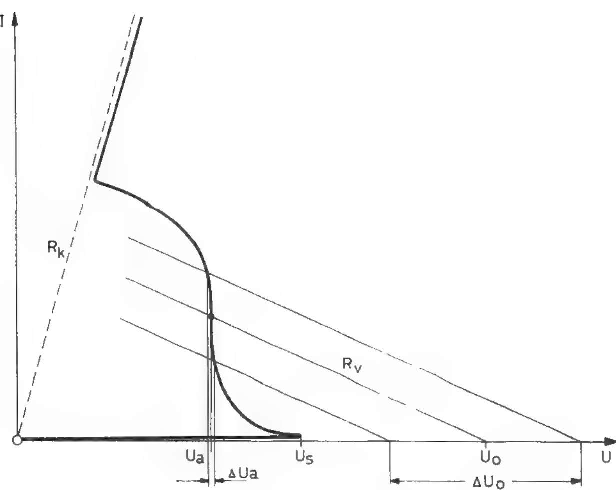


Bild 23: Kennlinie zur Erklärung der Wirkungsweise der Stabilisierungsschaltung

Literatur

1. Firmenveröffentlichungen der Shockley Transistor, Unit of Clevite Transistor

2. DBP 1021891: Halbleiterdiode für Schaltstromkreise

3. J. L. Moll, M. Tannenbaum, J. M. Golday und N. Holonyak: PNPN Transistor Switches, Proc. I. R. E., 1959, Seite 1174

4. H. Keller und G. Wieczorek: Die Silizium-Vierschichtdiode und ihre Anwendungen als elektrischer Schalter. Frequenz 1961, Heft 2, Seite 33

5. H. Keller: La diode au silicium à 4 couches et ses applications. Radio Electronique Professionelle, 1961, Nr. 308

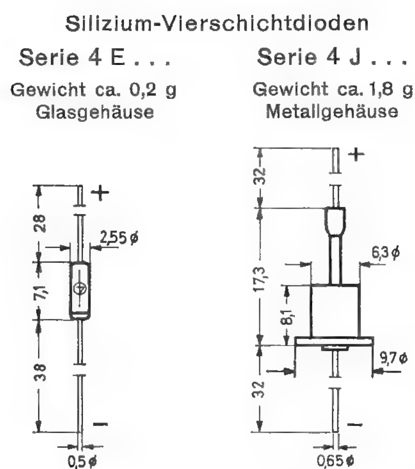
6. H. Keller: Die Silizium-Vierschichtdiode. Radioschau 1961, Heft 8, Seite 310, und ionen und elektronen, 1961, Heft 10, Seite 6

PNPN-Silizium-Vierschichtdioden für Kippstufen, Zählschaltungen und elektronische Schalter

Alle Typen sind auch in MIL-Ausführung lieferbar.

Typ	Kennwerte bei $T_U = 25\,°C$						gemeinsame Kenn- und Grenzwerte aller Typen	Grenzwerte	
	Schalt-spannung	Haltestrom	Schaltstrom	Sperrstrom bei $0{,}75 \cdot U_S$	differentieller Durchlaßwiderstand			zulässiger Dauer-gleichstrom	max. Impulsstrom
	U_S (V)	I_h (mA)	I_S (μA)	I_0 (μA)	r_F (Ω)	bei I_F (A)		I_F (mA)	$\hat{I}_F$ (A)
4 E 20 - 8	20 ± 4	1 ... 15	< 125	< 15	< 0,3	5	Haltespannung $U_h = 0{,}5\,..\,1{,}2$ V inverse Abbruch-spannung $U_{ab} > 0{,}6 \cdot \lvert U_s \rvert$ Schaltzeiten (schaltungsabhängig) $t_{ein} = 0{,}03 \ldots 0{,}2\,\mu s$ $t_{rr} = 5\,..\,10\,\mu s$ zul. Umgebungs-temperatur T_U $= -40\,..\,+65\,°C$	150	10*)
4 E 20 - 28	20 ± 4	14 ... 45	< 125	< 15	< 0,3	5		150	10*)
4 E 30 - 8	30 ± 4	1 ... 15	< 125	< 15	< 0,3	5		150	10*)
4 E 30 - 28	30 ± 4	14 ... 45	< 125	< 15	< 0,3	5		150	10*)
4 E 40 - 8	40 ± 4	1 ... 15	< 125	< 15	< 0,3	5		150	10*)
4 E 40 - 28	40 ± 4	14 ... 45	< 125	< 15	< 0,3	5		150	10*)
4 E 50 - 8	50 ± 4	1 ... 15	< 125	< 15	< 0,3	5		150	10*)
4 E 50 - 28	50 ± 4	14 ... 45	< 125	< 15	< 0,3	5		150	10*)
4 E 100 - 8	100 ± 10	1 ... 15	< 125	< 15	< 0,3	5		150	10*)
4 E 100 - 28	100 ± 10	14 ... 45	< 125	< 15	< 0,3	5		150	10*)
4 E 200 - 8	200 ± 20	1 ... 15	< 125	< 15	< 0,3			150	10*)
4 E 200 - 28	200 ± 20	14 ... 45	< 125	< 15	< 0,3	5		150	10*)
4 J 50 - 5	50 ± 5	1 ... 10	< 250	< 35	< 0,3	5		300	20*)
4 J 50 - 25	50 ± 5	9 ... 45	< 250	< 35	< 0,3	5		300	20*)
4 J 100 - 5	100 ± 10	1 ... 10	< 250	< 35	< 0,3	5		300	20*)
4 J 100 - 25	100 ± 10	9 ... 45	< 250	< 35	< 0,3	5		300	20*)
4 J 200 - 5	200 ± 20	1 ... 10	< 250	< 35	< 0,3	5		300	20*)
4 J 200 - 25	200 ± 20	9 ... 45	< 250	< 35	< 0,3	5		300	20*)

*) abhängig von Tastverhältnis, Pulsform und Umgebungstemperatur



Abmessungen in mm



INTERMETALL Sonderdruck

14
1962

H. Keller, M. Lehmann und L. Mićić

Diffundierte Silizium-Kapazitätsdioden

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Diffundierte Silizium-Kapazitätsdioden*

von Hans Keller, Manfred Lehmann und Ljubomir Mićić, INTERMETALL GmbH

*Sonderdruck aus radio mentor 1962, Heft 8

Die Fortschritte, die in den letzten 20 Jahren auf dem Gebiet der Halbleiter-Technik gemacht wurden, führten zur Entwicklung von Verfahren, mit denen Germanium und Silizium in sehr reiner Form hergestellt werden können. Dadurch wurde es möglich, den schon seit Jahrzehnten bekannten Effekt, daß eine Halbleiter-Sperrschicht als Kondensator wirkt, dessen Kapazität von der angelegten Sperrspannung abhängt, praktisch auszunutzen. Heute werden Halbleiter-Dioden mit besonders ausgeprägter Spannungsabhängigkeit der Sperrschicht-Kapazität und hohem Gütefaktor in großen Stückzahlen serienmäßig gefertigt. Infolge ihrer kleinen Abmessungen, ihrer hohen Stoßfestigkeit und ihrer geringen Temperaturabhängigkeit können solche Kapazitätsdioden in vielen Fällen mit Vorteil mechanisch veränderbare Kondensatoren, spannungsabhängige Keramikkondensatoren oder Reaktanzröhren ersetzen. Daneben ermöglichen sie wegen ihrer besonderen Eigenschaften viele neue Schaltungen. Im folgenden werden die Wirkungsweise, Eigenschaften und Anwendungen der von der INTERMETALL GmbH hergestellten diffundierten Silizium-Kapazitätsdioden beschrieben.

Aufbau und Wirkungsweise

Wie die üblichen Gleichrichter-Dioden besteht auch die Kapazitätsdiode im wesentlichen aus einem kleinen Plättchen eines Halbleiter-Einkristalls, dessen beide Hälften durch geringe Zusätze von Fremdatomen so dotiert sind, daß die eine einen Überschuß an freibeweglichen Elektronen, die andere jedoch einen Elektronenmangel und somit nichtgebundene Defektelektronen (Löcher) aufweist. Germanium und Silizium, die beide gut für Kapazitätsdioden verwendet werden können, sind vierwertige Elemente, die in reinem Zustand nur sehr wenig freie Ladungsträger enthalten und daher als Isolator wirken. Das Halbleiter-Material wird durch seiner Schmelze zugesetzte fünfwertige Atome (Donatoren), wie z. B. Antimon und Phosphor, oder dreiwertige Atome (Akzeptoren), wie z. B. Aluminium und Bor, leitend gemacht. Dabei ergibt der Zusatz von Donatoren einen Elektronenüberschuß und somit N-Leitung, der Zusatz von Akzeptoren einen Elektronenmangel und daher P-Leitung.

Als Ausgangsmaterial für die Herstellung von Kapazitätsdioden wird überwiegend N-leitendes Silizium verwendet. Die P-Zone wird durch Einlegieren oder Eindiffundieren von Aluminium bzw. Bor erzeugt. Bild 1a zeigt die schematische Darstellung einer solchen Diode. Im N-Gebiet befinden sich positiv geladene Atome und freibewegliche Elektronen mit der Konzentration n_n. Das P-Gebiet enthält negative Ionen und freibewegliche Löcher mit der Konzentration p_p. In beiden Gebieten sind die positiven und negativen Ladungen ausgeglichen. In der Grenzschicht zwischen der P- und N-Zone ist das Ladungsgleichgewicht gestört. Infolge ihrer Wärmebewegung diffundieren nämlich Elektronen aus der N-Zone zur P-Schicht und Löcher aus der P-Zone zur N-Schicht. Dadurch stellt sich in der Grenzschicht auf der Seite des P-Gebietes ein Überschuß an negativen Ladungsträgern und entsprechend auf der Seite des N-Gebietes ein positiver Ladungsüberschuß ein. Als Folge dieser Ladungsträgerverteilung ergeben sich zwischen dem P- und N-Gebiet eine Potentialdifferenz, die sogenannte Diffusionsspannung, und ein elektrisches Feld, das der Diffusion entgegenwirkt, so daß sich für die Verteilung der Ladungsträger in der Grenzschicht ein Gleichgewicht einstellt. Die Diffusionsspannung U_d hängt ab von der Majoritätsträgerkonzentration im P- und N-Gebiet und ist

$$U_d = U_i - \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \frac{c}{n_n \cdot p_p}$$

Dabei ist $U_i = 1{,}1$ V die Ionisierungsspannung bei Silizium, d. h. ein Maß für die Energie, die notwendig ist, um ein Elektron aus seiner Valenzbindung herauszureißen. Es ist c eine Materialkonstante, q die elektrische Elementarladung, T die absolute Temperatur und $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ W_s / °K die Boltzmann'sche Konstante. Bei Raumtemperatur ist die Diffusionsspannung für Silizium $U_d \approx 0{,}7$ V.

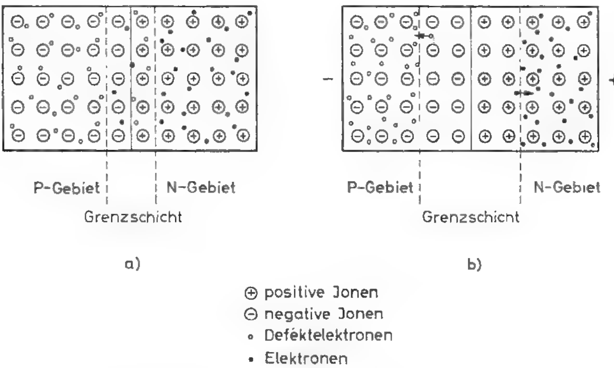


Bild 1: Schematische Darstellung der Wirkungsweise einer Kapazitätsdiode

Die Sperrschicht enthält nur sehr wenig freie Ladungsträger und ist daher ein Isolator. Da sie zwei gut leitende Bereiche des Kristallplättchens, nämlich das P- und N-Gebiet, trennt, wirkt die Diode als Kondensator. Durch eine außen angelegte Sperrspannung, d. h. eine Spannung in Richtung der inneren Diffusionsspannung, werden die Löcher zum P-Gebiet und die Elektronen zum N-Gebiet getrieben (Bild 1b). Die Grenzschicht verarmt dadurch weiter an Ladungsträgern und wird in einer breiteren Zone als vorher schlecht leitend, d. h. die Kapazität der Diode nimmt ab. Bei legierten Dioden ist die Raumladungsdichte ϱ in der Sperrschicht konstant. Bei diffundierten Dioden ändert sich jedoch die Ladungsträgerkonzentration mit der Eindringtiefe des Akzeptormaterials, so daß die Raumladungsdichte in der Sperrschicht ansteigt. Nach der Poisson'schen Gleichung

$$\frac{dE}{dw} = \frac{d^2U}{dw^2} = -\frac{\varrho}{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_o}$$

ist der Gradient der Ortskoordinate des durch die angelegte Sperrspannung U in der Grenzschicht hervorgerufenen elektrischen Feldes E proportional der Raumladungsdichte. Man erhält daher für die Sperrschichtdicke als Funktion der Sperrspannung bei legierten Dioden

$$w = \sqrt{2 \cdot \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_o}{q} \left(\frac{1}{p_p} + \frac{1}{n_n}\right) \cdot (U + U_d)}$$

und bei diffundierten Dioden

$$w = \sqrt[3]{12 \cdot \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_o}{a \cdot q} \cdot (U + U_d)}$$

Dabei ist a (Dimension cm^{-4}) der Störstellengradient in der Sperrschicht. Bei legierten Dioden ändert sich also die Sperrschichtdicke mit der Quadratwurzel, bei diffundierten Dioden mit der Kubikwurzel aus der angelegten Spannung. In beiden Fällen addiert sich zur äußeren Spannung noch die in gleicher Richtung wirkende Diffusionsspannung.

Die Kapazität der Diode hängt ab von der Querschnittsfläche F des Silizium-Plättchens und der Sperrschichtdicke. Es ist

$$C = \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_o \cdot F}{w} \quad ; \quad \varepsilon_o = 8{,}85 \cdot 10^{-14} \frac{As}{Vcm}$$

und somit bei diffundierten Dioden

$$C = \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_o \cdot F}{\sqrt[3]{12 \cdot \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_o}{a \cdot q} \cdot (U + U_d)}}$$

ε_r ist die relative Dielektrizitätskonstante des undotierten Siliziums. Die Kapazitätsvariation ist bei diffundierten Dioden etwas geringer als bei legierten. Wie später gezeigt wird, besitzen diffundierte Dioden aber eine höhere Güte, so daß sie sich für die meisten Anwendungsfälle besser eignen. Die Kapazitätsdioden der INTERMETALL GmbH werden daher ausschließlich nach dem Diffusionsverfahren hergestellt.

Das im folgenden verwendete Schaltzeichen der Kapazitätsdiode (Bild 2a) ist zusammengesetzt aus dem Schaltzeichen des Kondensators und dem der Gleichrichter-Diode. Allgemein kann man für die Kapazitätsdiode ein Ersatzschaltbild entsprechend Bild 2b annehmen. Es enthält die spannungsabhängige Kapazität C, den ihr parallel liegenden Verlustwiderstand R_p, den Bahnwiderstand R_b des Halbleiter-Materials und die Serieninduktivität L_s. R_p ist der durch den Sperrstrom

$$I = I_s \left(\exp \frac{U \cdot q}{k \cdot T} - 1\right)$$

hervorgerufene differentielle Widerstand

$$R_p = \frac{dU}{dI} = \frac{k \cdot T}{(I + I_s) \cdot q}$$

Dabei ist I_s der Sättigungswert des Sperrstromes.

Der Bahnwiderstand R_b hängt ab vom spezifischen Widerstand ϱ_s des Siliziums sowie der Querschnittsfläche und der Dicke d der hochohmigen Schicht des Halbleiter-Plättchens. Es ist

$$R_b = \varrho_s \cdot \frac{d - w}{F}$$

Dieser Widerstand bestimmt hauptsächlich die Verluste der Kapazitätsdiode bei hohen Frequenzen, d. h. in dem Bereich, wo die hier besprochenen Dioden vorwiegend eingesetzt werden. Zur Erzielung eines hohen Gütefaktors soll R_b möglichst klein sein. Es muß also dafür gesorgt werden, daß die hochohmige Schicht sehr dünn wird. Das läßt sich aber besonders gut bei diffundierten Dioden erreichen, da sich deren Herstellung leicht steuern läßt. Diese Dioden haben daher im allgemeinen eine höhere Güte als legierte Dioden.

Die Serieninduktivität L_s der Kapazitätsdiode hängt annähernd entsprechend der Beziehung

$$L_s = \frac{l}{cm} \cdot \left(\ln 2 \cdot \frac{l}{D} - 1\right) \cdot 10^{-9}\ H$$

von dem Durchmesser D der Anschlußdrähte und der Gesamtlänge l zwischen den Anschlußpunkten ab.

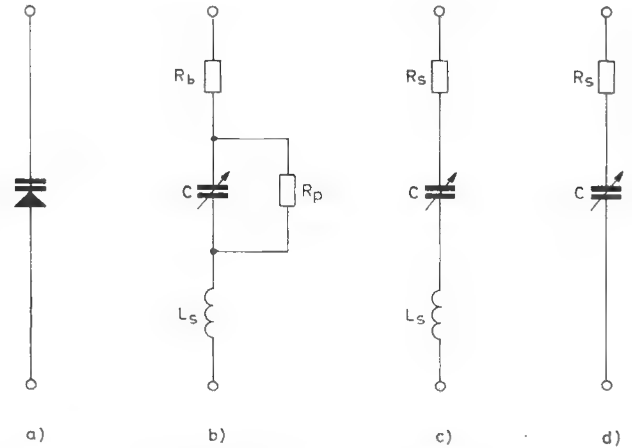


Bild 2: a) Schaltzeichen der Kapazitätsdiode
b) vollständiges Ersatzschaltbild der Kapazitätsdiode
c) und d) vereinfachte Ersatzschaltbilder

Die Ersatzschaltung der Kapazitätsdiode wird einfacher, wenn man die Widerstände R_p und R_b in nur einem Serienwiderstand R_s zusammenfaßt (Bild 2c). Es ist, da $R_p \gg R_b$:

$$R_s \approx R_b + \frac{1}{(2\pi f \cdot C)^2 \cdot R_p}$$

Bei hohen Frequenzen von mehreren MHz ist der Einfluß von R_p vernachlässigbar, so daß man

$$R_s = R_b$$

setzen kann. Durch den Übergang zur Ersatzschaltung nach Bild 2c ergibt sich eine geringfügige Vergrößerung der Kapazität, was sich jedoch praktisch nicht auswirkt.

Da die Induktivität der Kapazitätsdiode erst bei mehreren 100 MHz Einfluß gewinnt, kann sie für viele Betrachtungen vernachlässigt werden. Man erhält dann das noch weiter vereinfachte Ersatzschaltbild nach Bild 2d.

Eigenschaften

Frequenzabhängigkeit

Die einzelnen Elemente der Ersatzschaltung (Bild 2b) der Kapazitätsdiode sind in dem für die Anwendung in Betracht kommenden Frequenzbereich praktisch frequenzunabhängig. Lediglich der Gütefaktor hängt entsprechend der Beziehung

$$Q \approx \frac{1}{2\pi f \cdot C \cdot R_b + \frac{1}{2\pi f \cdot C \cdot R_p}}$$

von der Frequenz ab. Der mit dieser Gleichung berechnete Verlauf des Gütefaktors über der Frequenz ist für die Dioden BA 110, BA 111 und BA 112 in Bild 3 wiedergegeben. Das bei der Frequenz

$$f_m \approx \frac{1}{2\pi C \cdot \sqrt{R_b \cdot R_p}}$$

liegende Maximum des Gütefaktors ergibt sich durch Differentiation der Gleichung zu

$$Q_{max} \approx \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_p}{R_b}}$$

Q_{max} ist unabhängig von der Kapazität der Diode. Bei Frequenzen unterhalb des Gütemaximums wird die Güte überwiegend durch den Parallelwiderstand R_p bestimmt, bei Frequenzen oberhalb des Maximums praktisch nur durch R_b. Bei Q_{max} ist der Einfluß von R_p und R_b gleich groß.

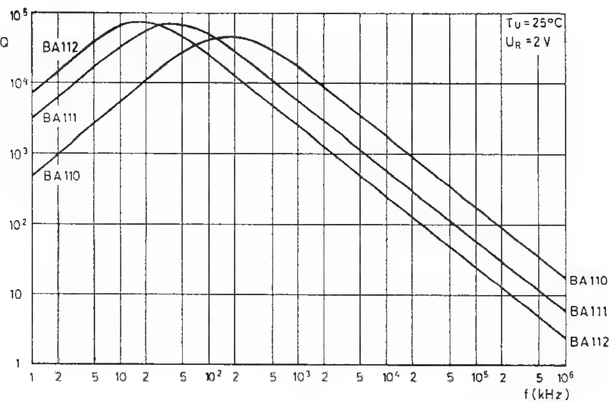


Bild 3: Abhängigkeit des Gütefaktors von der **Frequenz**

Von manchen Herstellerfirmen wird anstelle des Gütefaktors das bei hohen Frequenzen frequenzunabhängige Verlustmaß $C \cdot R_s$ angegeben. Der Gütefaktor ist um so höher, je kleiner dieser Wert ist.

Als obere Grenzfrequenz der Kapazitätsdiode wird vielfach ihre Serienresonanzfrequenz

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C \cdot L_s}}$$

angesehen. Die Kapazitätsdiode kann jedoch auch oberhalb dieser Frequenz eingesetzt werden, wenn die Schaltung entsprechend bemessen wird. Als absolute Grenzfrequenz läßt sich

$$f_{Q1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_s \cdot C}$$

definieren, d. h. die Frequenz, bei der der Gütefaktor der Diode Q = 1 ist. Bis zu welcher Frequenz die Kapazitätsdiode in der Praxis tatsächlich eingesetzt werden kann, hängt wesentlich von der Schaltung und den gestellten Anforderungen ab.

Spannungsabhängigkeit

Die Kapazität diffundierter Silizium-Dioden ist entsprechend der Beziehung

$$C = \frac{K_C}{\sqrt[3]{U + U_d}}$$

eine Funktion der angelegten Sperrspannung. Dabei ist K_C (Dimension pF · $V^{1/3}$) eine Konstante, in der die elektrische Elementarladung, die relative Dielektrizitätskonstante des Siliziums, der Störstellengradient in der Sperrschicht sowie die Querschnittsfläche des Halbleiter-Plättchens enthalten sind. In Bild 4 ist die nach dieser Formel berechnete sowie die an den INTERMETALL-Dioden BA 110, BA 111 und BA 112 gemessene relative Kapazität (bezogen auf C = 100 % bei U = 2 V) als Funktion der Sperrspannung aufgetragen. Die geringen Abweichungen zwischen den theoretisch und praktisch ermittelten Kurven werden hauptsächlich durch die bei der Berechnung nicht berücksichtigte Streukapazität zwischen den Elektrodenanschlüssen der Diode hervorgerufen.

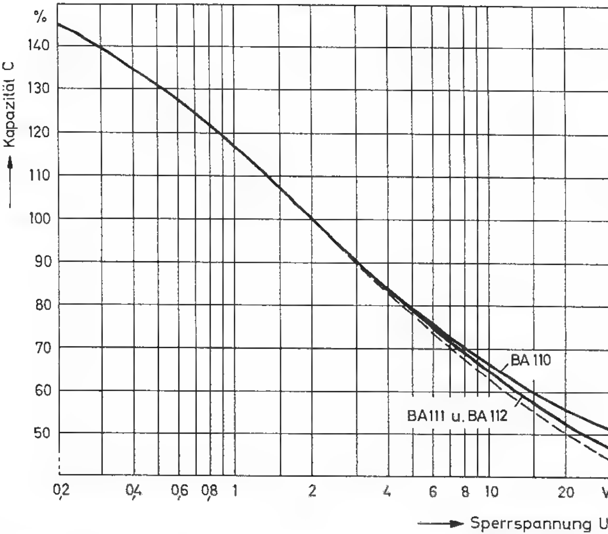


Bild 4: Relative Sperrschicht-Kapazität als Funktion der Sperrspannung, — gemessen, – – – berechnet

Durch Differentiation der Gleichung C = f (U) nach der Spannung ergibt sich die Kapazitätsänderung dC als Funktion der Spannungsänderung dU zu

$$dC = \frac{-C}{3 \cdot (U + U_d)} \cdot dU$$

Das Verhältnis dC/dU wird als Steilheit S der Kapazitätsdiode bezeichnet. Es ist

$$S = \frac{-C}{3 \cdot (U + U_d)}$$

Die Steilheit ist also um so größer, je niedriger die angelegte Spannung ist (Bild 5).

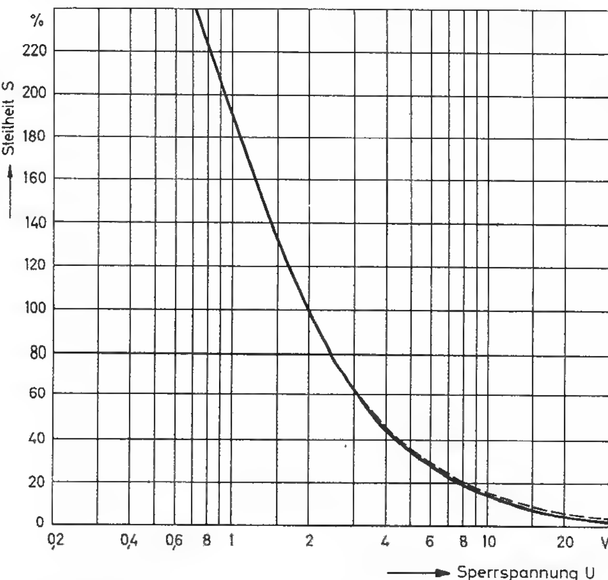


Bild 5: Relative Steilheit als Funktion der Sperrspannung, — gemessen, – – – berechnet

Der Verlustwiderstand R_s der Kapazitätsdiode hängt ebenfalls von der Sperrspannung ab. Wie oben gezeigt wurde,

ist R_b eine Funktion der Sperrschichtdicke. Vernachlässigt man den bei hohen Frequenzen geringen Einfluß von R_p, so ergibt sich für die Spannungsabhängigkeit des Serienwiderstandes

$$R_s = R_b = \varrho_s \cdot \frac{d - K_w \cdot \sqrt[3]{U + U_d}}{F}$$

mit

$$K_w = \sqrt[3]{12 \cdot \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_o}{a \cdot q}}$$

Die Änderung von R_s mit der Sperrspannung ist in Bild 6 dargestellt.

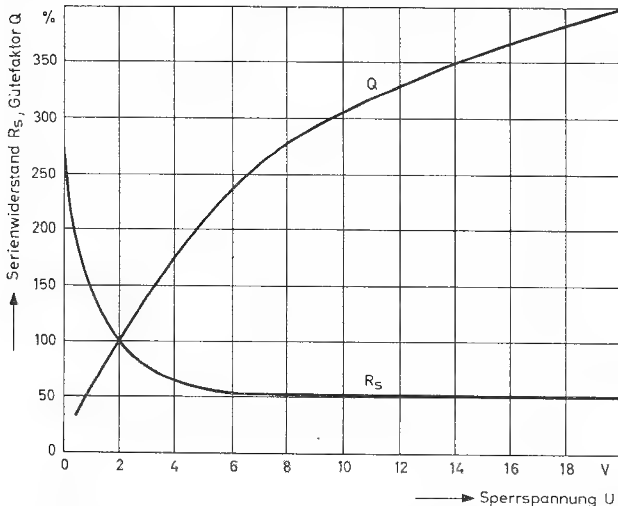


Bild: 6 Abhängigkeit des Serienwiderstandes und des Gütefaktors von der Sperrspannung

Da der Gütefaktor der Kapazitätsdiode von ihrem Verlustwiderstand abhängt, ist er ebenfalls eine Funktion der angelegten Sperrspannung. Es ist

$$Q = \frac{1}{2\pi f \cdot C \cdot R_s}$$

$$= \frac{\sqrt[3]{U + U_d}}{2\pi f \cdot \varepsilon_r \cdot \varepsilon_o \cdot \varrho_s \cdot (d - K_w \cdot \sqrt[3]{U + U_d})}$$

Der Gütefaktor nimmt mit steigender Spannung zu (Bild 6). Die in der Praxis größtmögliche Güte erhält man, wenn die Spannung so groß gewählt wird, daß die Steilheit der Diode für den vorliegenden Anwendungsfall gerade noch ausreicht.

Temperaturabhängigkeit

Die Temperaturabhängigkeit der Kapazitätsdiode wird im wesentlichen bestimmt durch den Temperaturkoeffizienten der Diffusionsspannung.

U_d nimmt mit zunehmender Temperatur ab. Dadurch steigt die Kapazität der Diode mit der Temperatur an. Der Einfluß der Diffusionsspannung und ihrer Änderungen ist um so geringer, je höher die angelegte Sperrspannung ist (Bild 7). Dies ist ein weiterer Grund dafür, die Kapazitätsdiode bei möglichst hoher Spannung zu betreiben.

Der Gütefaktor der Kapazitätsdiode hängt infolge der Temperaturabhängigkeit des differentiellen Sperrwiderstandes R_p und des Bahnwiderstandes R_b ebenfalls von der Temperatur ab. R_b ist eine Funktion des spezifischen Widerstandes des Halbleiter-Materials und besitzt daher

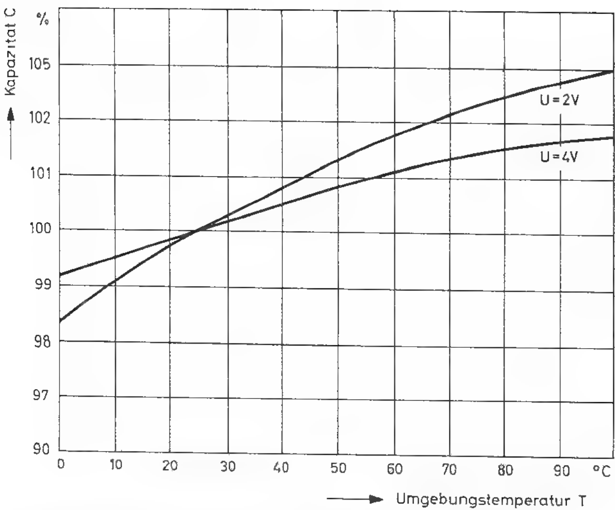


Bild 7: Änderung der Sperrschicht-Kapazität mit der Umgebungstemperatur

einen negativen Temperaturkoeffizienten. Der Temperaturkoeffizient des Parallelwiderstandes R_p ist ebenfalls negativ und steigt exponentiell mit der Temperatur an. Da R_p in den Serienwiderstand R_s mit seinem Reziprokwert eingeht, wobei zusätzlich noch die Frequenz das Ausmaß seines Einflusses bestimmt, hängt der Temperaturkoeffizient des Serienwiderstandes von so vielen Parametern ab, daß er nur grob bestimmt werden kann. Das gleiche gilt für den Gütefaktor Q, der ja eine direkte Funktion von R_s ist. Bei der Schaltungsdimensionierung können die in Bild 8 wiedergegebenen Kurven $R_s = f(T)$ und $Q = f(T)$ zugrunde gelegt werden, die eine für die Praxis ausreichende Genauigkeit aufweisen.

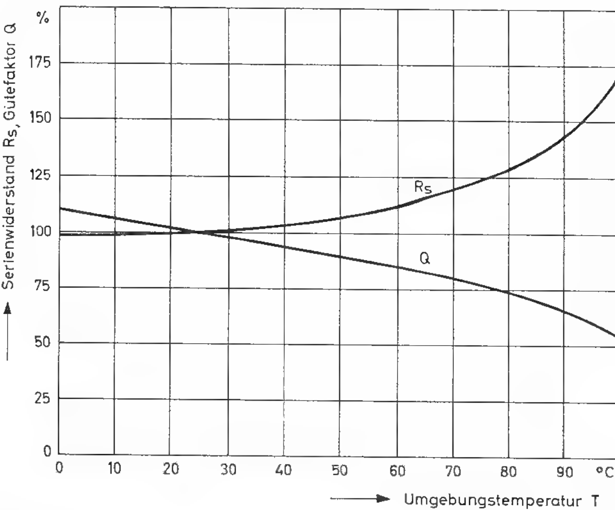


Bild 8: Änderung des Serienwiderstandes und des Gütefaktors mit der Umgebungstemperatur

Rauschen

Eine sorgfältige Oberflächenbehandlung vorausgesetzt, hängt das Rauschen der Kapazitätsdiode nur von ihrem Serienwiderstand ab. Die von der Diode abgegebene Rauschspannung U kann nach der bekannten Gleichung

$$U_R = 2 \cdot \sqrt{k \cdot T \cdot R_s \cdot \Delta f}$$

berechnet werden. Dabei ist Δf die interessierende Bandbreite. Oberflächenunreinheiten können evtl. noch einen zusätzlichen Anteil an niederfrequentem Rauschen — ähnlich dem aus der Röhrentechnik bekannten Funkeleffekt — hervorrufen.

Zusammenfassung der Eigenschaften

In der folgenden Tabelle sind die wichtigsten Eigenschaften der INTERMETALL-Kapazitätsdioden zusammengestellt. Sämtliche spannungs- und frequenzabhängigen Werte sind bei U = 2 V und f = 30 MHz gemessen.

Kennwerte von INTERMETALL-Kapazitätsdioden bei T = 25° C

Kennwert		BA 110	BA 111	BA 112	
Kapazität	C_s	10 ± 2	55 ± 10	100 ± 20	pF
Kapazitätskonstante	K_C	13,9	76,6	139	pF · $V^{1/3}$
Steilheit	S	1,2	6,8	12,3	pF / V
Gütefaktor	Q	540	200	100	–
Verlustmaß	$R_s \cdot C$	10	27,5	50	Ω · pF
Serienwiderstand	R_s	1	0,5	0,5	Ω
differentieller Sperrwiderstand	R_p	10^{10}	10^{10}	10^{10}	Ω
Serieninduktivität	L_s	5	5	5	nH
absolute Grenzfrequenz	f_{Q1}	15,8	5,8	3,2	GHz
Durchlaßspannung bei I_D = 60 mA	U_D	<0,95	<0,95	<0,95	V
Abbruchspannung	U_{ab}	>30	>20	>20	V
Sperrstrom bei U = 10 V	I	<50	<100	<200	nA
zulässige Umgebungstemperatur	T	– 50 ... +200	– 50 ... +200	– 50 ... +200	°C

Anwendungen

Für die Kapazitätsdiode ergibt sich eine Vielzahl von Anwendungsmöglichkeiten. So läßt sie sich z. B. einsetzen in abstimmbaren LC- oder RC-Filtern, zur Amplituden-, Phasen- und Frequenzmodulation, zur Frequenzteilung oder -vervielfachung sowie in Kippschaltungen und parametrischen Verstärkern.

Grundschaltungen

In manchen Anwendungsfällen ist selbst die bei den hier beschriebenen Kapazitätsdioden vergleichsweise hohe Güte nicht ausreichend. Dann kann der wirksame Gütefaktor dadurch erhöht werden, daß man der Kapazitätsdiode einen – im folgenden als verlustfrei angenommenen – Kondensator parallel oder in Reihe schaltet.

Bei Parallelschaltung eines Kondensators C_p ergibt sich als resultierende Gesamtkapazität

$$C_{ges} = C + C_p$$

Der Gütefaktor erhöht sich dabei auf den Wert

$$Q_{ges} = \left(1 + \frac{C_p}{C}\right) \cdot Q$$

und die Kapazitätsänderung dC bleibt erhalten.

Bei Reihenschaltung eines Kondensators C_r ergibt sich

$$C_{ges} = \frac{C_r \cdot C}{C_r + C}$$

$$Q_{ges} = \frac{C_r + C}{C_r} \cdot Q$$

und die Kapazitätsänderung wird

$$dC_{ges} = \left(\frac{C_r}{C_r + C}\right)^2 \cdot dC$$

Die Reihenschaltung wird meistens der Parallelschaltung vorgezogen, da die Kapazitätsdiode infolge ihrer Gleichvorspannung sowieso von der übrigen Schaltung galvanisch getrennt sein muß.

Oft wird der Reihenschaltung aus der Kapazitätsdiode und einem verlustarmen Kondensator zum Abgleich der Gesamtkapazität noch ein Kondensator C_p parallel geschaltet. Dadurch ändert sich die Gesamtkapazität auf den Wert

$$C_{ges} = \frac{C_r \cdot C}{C_r + C} + C_p$$

und der Gütefaktor wird

$$Q_{ges} = (C_p + C) \cdot) \frac{1}{C_r} + \frac{1}{C}) Q$$

Die Kapazitätsänderung bleibt

$$dC_{ges} = \left(\frac{C_r}{C_r + C} \right)^2 dC.$$

In praktisch allen Fällen wird an die Kapazitätsdiode nicht nur eine Gleichvorspannung angelegt, sondern es tritt an ihr auch noch eine Wechselspannung auf. Ist deren Amplitude Û klein gegenüber der Gleichvorspannung U, so können annähernd lineare Verhältnisse vorausgesetzt werden. Bei hoher Aussteuerung macht sich jedoch die nichtlineare Abhängigkeit der Kapazität von der Spannung bemerkbar. Wie Bild 9a zeigt, ändert sich die Kapazität der Diode bei sinusförmiger Änderung der anliegenden Spannung nicht rein sinusförmig. Dadurch tritt eine Gleichkomponente $\triangle C$ auf, wodurch die mittlere Kapazität von dem der Gleichvorspannung U entsprechenden Wert C_o nach C_o^* verschoben wird. Das wirkt sich aus, als würde die Gleichvorspannung um $\triangle U$ auf U^* herabgesetzt. Diese scheinbare Änderung der Spannung ist um so größer, je höher die Steilheit der Kapazitätsdiode ist. Diffundierte Kapazitätsdioden verhalten sich daher in dieser Beziehung günstiger als legierte.

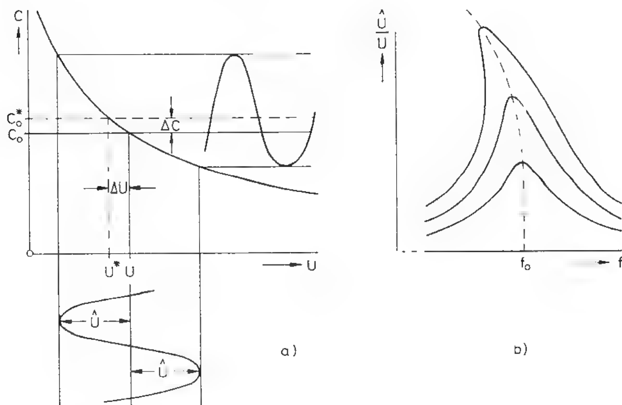


Bild 9: Kapazitätsverschiebung a) und Verformung der Resonanzkurve b) bei hoher Wechselspannungsaussteuerung

Bei vielen Anwendungen wird die Kapazitätsdiode als frequenzbestimmendes Element in einem Resonanzkreis verwendet. Die Änderung der mittleren Kapazität bei hoher Wechselspannungsaussteuerung ruft dabei eine Verschiebung der Resonanzfrequenz hervor, die von der Höhe der Wechselspannung abhängt (Bild 9b). Mit zunehmender Aussteuerung wird die induktive Flanke der Resonanzkurve immer steiler und kann sogar rückläufig werden. Das tritt besonders stark in Erscheinung, wenn die Kapazitätsdiode durch die der Gleichvorspannung überlagerte Wechselspannung bis ins Flußgebiet ausgesteuert wird. Im Bereich der Resonanzfrequenz wirkt dann der Parallelkreis als bistabile Kippschaltung. Das kann in bestimmten Fällen ausgenutzt werden, ist jedoch meistens unerwünscht. Man wird daher die Kapazitätsdiode nach Möglichkeit nur mit im Verhältnis zur Gleichvorspannung niedriger Wechselspannung betreiben.

Frequenzmodulation

Wird die Kapazitätsdiode als frequenzbestimmendes Element in einem Schwingkreis verwendet, so schaltet man ihr zur galvanischen Trennung einen Festkondensator C_r in Reihe und legt meistens dieser Reihenschaltung noch einen weiteren einstellbaren Kondensator C_p parallel.

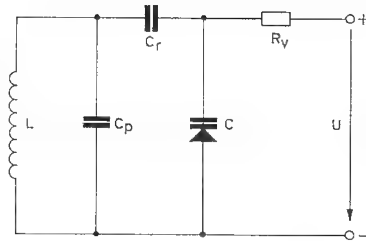


Bild 10: Einsatz der Kapazitätsdiode in einem Parallelresonanzkreis

Eine solche Schaltung ist in Bild 10 wiedergegeben. Bei Änderung der an der Kapazitätsdiode anliegenden Spannung um den Wert dU ändert sich die Resonanzfrequenz f des Schwingkreises um

$$df = \frac{f \cdot dU}{6 \cdot (U + U_d) \cdot \left(1 + \frac{C_p}{C} + \frac{C + 2C_p}{C_r} + \frac{C \cdot C_p}{C_r^2}\right)}$$

Die erforderliche Gleichvorspannung wird der Kapazitätsdiode bei hohen Frequenzen über einen Widerstand R_v zugeführt. Bei niedrigen Frequenzen kann der Resonanzwiderstand des Kreises sehr groß sein, und es ist dann besser, anstelle des Widerstandes eine Drossel einzusetzen, um eine Bedämpfung des Kreises zu vermeiden. Soll über den Vorwiderstand der Kapazitätsdiode außer der Gleichvorspannung noch eine niederfrequente Wechselspannung beispielsweise zur Frequenzmodulation des Schwingkreises zugeführt werden, so ist zu bedenken, daß R_v zusammen mit der Kapazität der Diode einen Tiefpaß darstellt, der die obere Grenzfrequenz der Modulation bestimmt. Für eine vorgegebene Grenzfrequenz f_h gilt

$$R_v \leqq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_h \cdot C}$$

Als Beispiel für die Erzeugung einer Frequenzmodulation mit Hilfe einer Kapazitätsdiode zeigt Bild 11 die Schaltung eines UKW-Prüfgenerators. Er besteht im wesentlichen aus einem 100 MHz-Oszillator und einem einstufigen Modulationsverstärker. Da der Transistor AF 130 in der hier angewandten Basisschaltung bei 100 MHz eine Phasendrehung der Steilheit von rd. + 90° erzeugt, kann die Rückkopplung in einfacher Weise über den zwischen

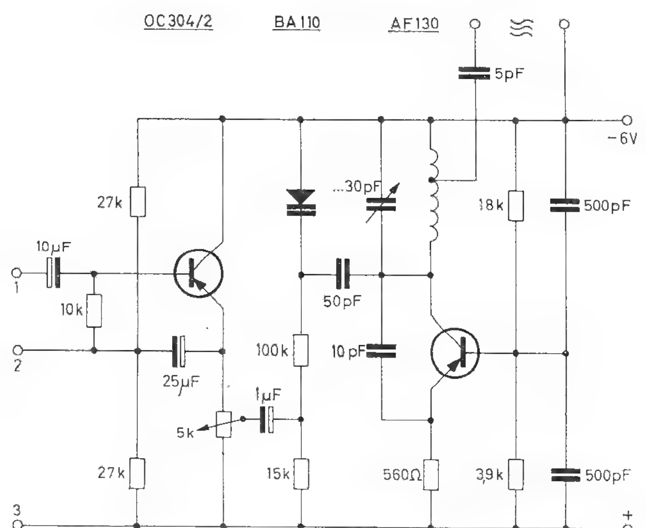


Bild 11: Frequenzmodulierter UKW-Prüfgenerator

Kollektor und Emitter des Transistors geschalteten 10 pF-Kondensator erfolgen. In den Schwingkreis des Oszillators ist eine Kapazitätsdiode BA 110 geschaltet. Sie liegt über einen hochohmigen Widerstand direkt an der Batteriespannung. Um eine ausreichende Frequenzkonstanz zu gewährleisten, muß die Betriebsspannung des Oszillators daher konstant gehalten werden.

Die von dem Transistor OC 304/2 verstärkte Modulationsspannung wird der Kapazitätsdiode über den gleichen Widerstand wie die Gleichvorspannung zugeführt. Der Modulationsverstärker ist so geschaltet, daß der Transistor beim Anschluß eines NF-Generators an den Klemmen 1 und 2 in Emitter-Schaltung, beim Anschluß an den Klemmen 1 und 3 jedoch in Kollektor-Schaltung betrieben wird. Dadurch kann wahlweise ein nieder- oder hochohmiger Steuergenerator angeschlossen werden. In beiden Fällen läßt sich der Frequenzhub mit Hilfe des 5 kΩ-Potentiometers einstellen.

Phasenmodulation

Eine Phasenmodulation kann in einfacher Weise mit Hilfe eines aus einer Kapazitätsdiode und einem Widerstand gebildeten RC-Gliedes erzeugt werden. Eine solche Schaltung hat jedoch den Nachteil, daß sich zusätzlich mit der Phase auch die Amplitude der Ausgangsspannung im Rhythmus der Modulationsfrequenz ändert. Dieser Nachteil wird bei der in Bild 12a wiedergegebenen Modulationsschaltung vermieden. Sie besteht aus einer geringfügig abgewandelten Phasenbrücke mit einem HF-Übertrager, dessen Sekundärwicklung in der Mitte angezapft ist. Die Phasenlage der Ausgangsspannung gegenüber der Eingangsspannung wird bestimmt durch die Größe des Widerstandes R und die Kapazität C der Diode. Die Steuerspannung dU sowie die Gleichvorspannung U werden der Kapazitätsdiode über eine Drossel zugeführt. Die Kapazität des Kondensators C_1 soll groß sein gegenüber der Kapazität der Diode. Wegen der nur geringen Kapazitätsänderung der Diode ist der Modulationsgrad begrenzt. Er kann dadurch erhöht werden, daß man mehrere gleichartige Modulatoren hintereinander schaltet.

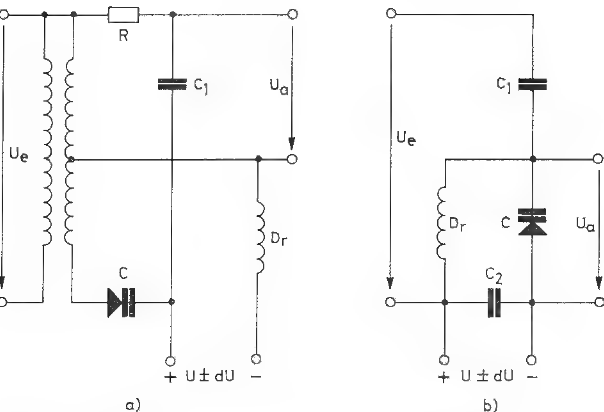


Bild 12: Schaltungen zur Phasenmodulation a) und Amplitudenmodulation b)

Amplitudenmodulation

Außer zur Frequenz- und Phasenmodulation kann die Kapazitätsdiode auch zur Amplitudenmodulation eingesetzt werden. Im einfachsten Fall wird sie dazu mit einem Kondensator in Reihe geschaltet und an eine Hochfrequenzspannung gelegt (Bild 12b). Die parallel zur Kapazitätsdiode abgegriffene HF-Spannung wird bestimmt durch das Verhältnis der beiden Kapazitäten C_1 und C. Ändert man die Vorspannung der Kapazitätsdiode durch eine über die Drossel Dr zugeführte niederfrequente Spannung der Amplitude dU, so wird die Ausgangsspannung im gleichen Rhythmus in ihrer Amplitude moduliert. Der Modulationsgrad ist bei nur kleinen Änderungen des Arbeitspunktes der Kapazitätsdiode

$$m = \frac{dU}{3\,(U + U_d) \cdot (1 + \frac{C_1}{C})}.$$

Die geringsten Verluste ergeben sich bei dieser Schaltung, wenn die Induktivität der Drossel so groß ist, daß sie zusammen mit der Kapazitätsdiode und C_2 einen Parallelschwingkreis bildet, dessen Resonanzfrequenz geringfügig gegenüber der Frequenz der Eingangsspannung verschoben ist. Dieses Schaltungsprinzip wird z. B. in dielektrischen Verstärkern angewendet.

Dielektrische Verstärker

Mit Keramikkondensatoren, deren Dielektrikum sich mit der angelegten Spannung ändert, wurden bereits früher Niederfrequenzverstärker entwickelt. Sie fanden jedoch wegen der starken Temperaturabhängigkeit dieser Kondensatoren nur wenig Anwendung. Solche Verstärker lassen sich mit Hilfe von Kapazitätsdioden wesentlich betriebssicherer aufbauen. Die prinzipielle Schaltung ist in Bild 13 wiedergegeben. Der Verstärker besteht im wesentlichen aus einem Parallelschwingkreis, der die Induktivität L, die beiden Kondensatoren C_1 und C_2 sowie eine Kapazitätsdiode C enthält. Über den Kondensator C_4 liegt der Schwingkreis an einer von einem Hilfsgenerator erzeugten Hochfrequenzspannung, deren Frequenz so gewählt ist, daß sie im linearen Teil der Resonanzkurvenflanke des Schwingkreises liegt. Durch eine über die Drossel Dr der Kapazitätsdiode zugeführte Eingangsspannung wird die Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises verändert und damit die am Kreis abfallende HF-Spannung moduliert. Die Diode D und das Siebglied aus R_2 und C_3 bewirken eine Demodulation, so daß sich an den Ausgangsklemmen der Schaltung wieder eine niederfrequente Spannung mit der Frequenz der Eingangsspannung, jedoch größerer Amplitude, ergibt. Mehrere solcher Verstärkerstufen können hintereinander geschaltet und dabei, wenn sie ausreichend gegeneinander entkoppelt sind, aus dem gleichen Hilfsgenerator betrieben werden.

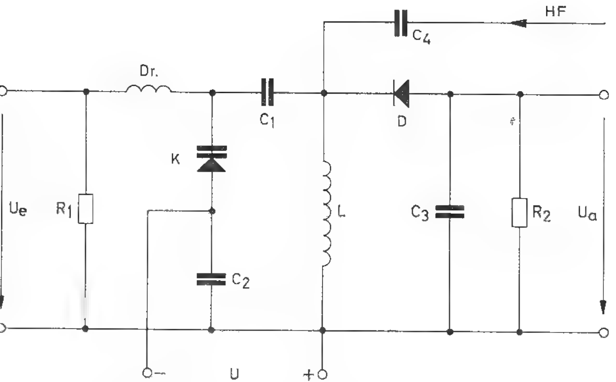


Bild 13: Prinzipschaltung eines dielektrischen Verstärkers

Parametrische Verstärker

Auf der Suche nach rauscharmen HF-Verstärkern wurde vor mehreren Jahren der parametrische Verstärker entwickelt, der als wichtigstes Element einen steuerbaren Blindwiderstand enthält. Während bei niedrigen Frequenzen auch Induktivitäten, deren Blindwiderstand über die Vormagnetisierung ihres Eisenkernes veränderbar ist, in solchen Verstärkern eingesetzt werden können, sind bei hohen und höchsten Frequenzen nur spannungsabhängige Kondensatoren, speziell Kapazitätsdioden, verwendbar.

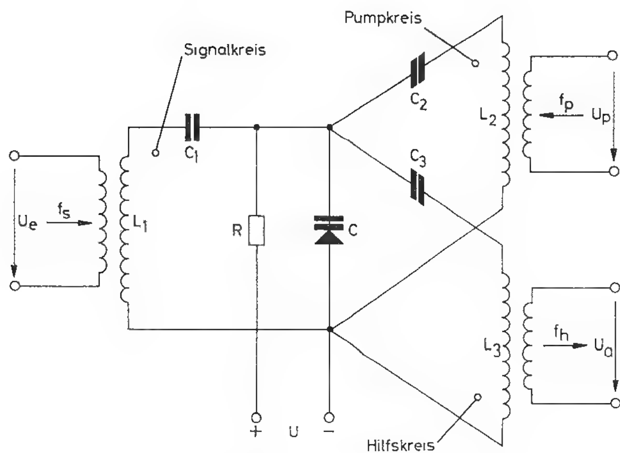


Bild 14: Prinzipschaltung eines einfachen parametrischen Verstärkers

Bild 14 zeigt die Prinzipschaltung eines einfachen parametrischen Verstärkers. Er enthält drei Resonanzkreise, denen eine Kapazitätsdiode gemeinsam ist. Dem Signalkreis wird die Eingangsspannung U_e zugeführt, in den Pumpkreis wird von einem Oszillator Energie eingespeist, und die Ausgangsspannung wird an dem Hilfskreis abgenommen.

Die Wirkungsweise des parametrischen Verstärkers beruht darauf, daß die Kapazität der Diode in der Zeit, wo die Signalspannung ansteigt, durch die überlagerte Pumpspannung vergrößert und bei Absinken der Signalamplitude verkleinert wird. Infolge der Spannungsabhängigkeit der Diode werden dabei die beiden Frequenzen gemischt. Auf eine der Mischfrequenzen, beispielsweise die Frequenz $f_h = f_p - f_s$, wird der Hilfskreis abgestimmt. Bei geeigneter Dimensionierung der Schaltung und richtiger Phasenlage der Pumpspannung zur Eingangsspannung kann dann an dem Hilfskreis eine Ausgangsleistung der Frequenz f_h abgenommen werden, die größer ist, als die in den Signalkreis eingespeiste Eingangsleistung. Die maximal erreichbare Leistungsverstärkung der Schaltung hängt u. a. ab von dem Verhältnis der drei Frequenzen zueinander.

Automatische Scharfabstimmung

Das zur Zeit wichtigste Anwendungsgebiet der Kapazitätsdiode ist die automatische Scharfabstimmung in UKW- und Fernsehempfängern. Die Kapazitätsdiode wird dabei in den Schwingkreis des Empfänger-Oszillators geschaltet und von der am Tonfrequenzausgang des Diskriminators gewonnenen Gleichspannung gesteuert.

Um eine Modulation der Oszillatorfrequenz zu vermeiden, muß diese Spannung ausreichend gesiebt werden. Als Beispiel für eine solche Schaltung zeigt Bild 15 die automatische Scharfabstimmung in einem UKW-Transistor-Empfänger. Die Kapazitätsdiode BA 110 liegt im Oszillatorkreis der mit einem Transistor AF 130 bestückten selbstschwingenden Mischstufe. Ihre Gleichvorspannung von etwa 5 V wird mit Hilfe einer Zenerdiode Z 5 stabilisiert. Die am Diskriminator abgenommene Regelspannung wird der Kapazitätsdiode über das aus dem 100 kΩ-Widerstand und dem 50 nF-Kondensator bestehende Siebglied zugeführt. Für eine ausreichende Frequenznachstimmung muß der Diskriminator bei Verschiebung der Zwischenfrequenz um 100 kHz etwa 0,5 V Regelspannung liefern.

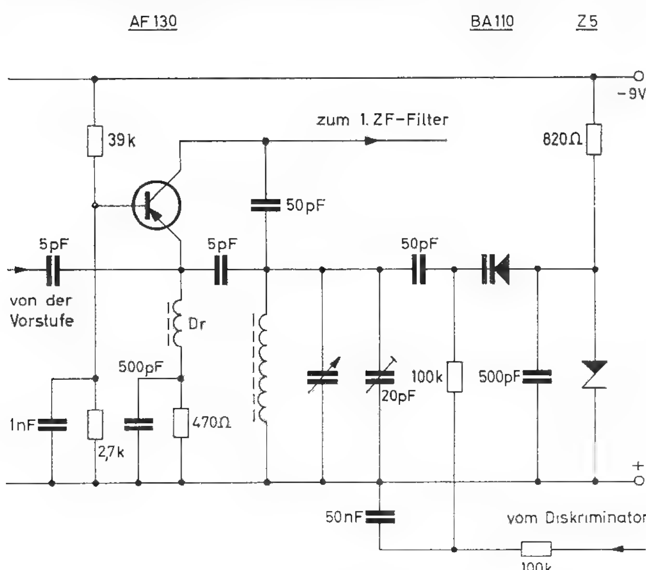


Bild 15: Schaltung zur automatischen Frequenznachstimmung in einem UKW-Empfänger

Meßwandler

Der Entwurf von Gleichspannungsverstärkern mit Halbleiter-Bauelementen bereitet immer dann erhebliche schaltungstechnische Schwierigkeiten, wenn sehr niedrige Spannungen verstärkt werden sollen. Die Schwierigkeiten können teilweise dadurch umgangen werden, daß man die Gleichspannung in eine ihr proportionale Wechselspannung umformt, diese verstärkt und nach Erreichen einer ausreichenden Amplitude wieder gleichrichtet. Dies ist günstig, da Wechselspannungsverstärker ohne großen Aufwand temperaturstabil ausgelegt werden können.

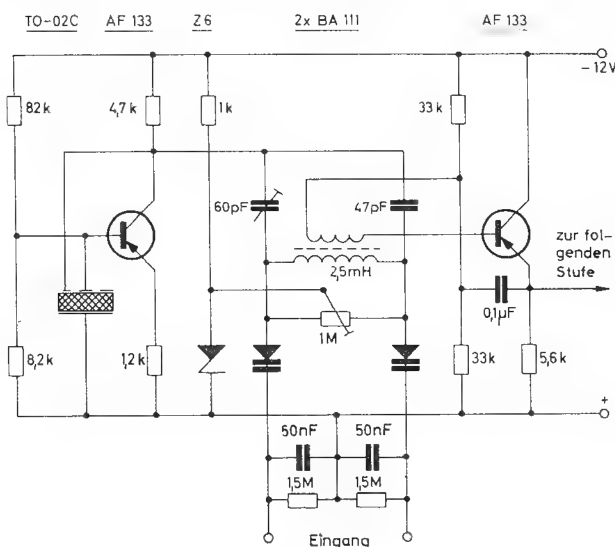


Bild 16: Schaltung eines Meßwandlers mit Kapazitätsdioden

Bild 16 zeigt eine Schaltung, in der zur Umformung der Gleichspannung in eine Wechselspannung Kapazitätsdioden eingesetzt sind. Die Schaltung enthält eine Brücke aus zwei Kondensatoren und zwei Kapazitätsdioden BA 111. Die Brücke wird von einem 500 kHz-Oszillator gespeist, der im wesentlichen aus dem Transistor AF 133 und einem Transfilter TO – 02 C besteht. Die Verwendung dieses piezoelektrischen Keramikfilters ermöglicht eine sehr einfache Schaltung und vermeidet ohne zusätzliche Abschirmmaßnahmen induktive Störeinstrahlungen auf die übrige Schaltung. Die Gleichvorspannung der Kapazitätsdioden wird mit Hilfe einer Zenerdiode konstant gehalten. Die zu messende Gleichspannung wird an die Eingangsklemmen der Brücke angeschlossen und ändert den

Arbeitspunkt der Kapazitätsdioden im gegenläufigen Sinne. Im Meßzweig der Brücke liegt ein HF-Übertrager, dessen Ausgangsspannung einer in Emitter-Schaltung betriebenen Verstärkerstufe zugeführt wird. Weitere selektive Verstärkerstufen, die im einfachen Fall über Transfilter aneinander gekoppelt sind, können an den Emitter dieses Transistors angeschlossen werden.

Die Kapazitätsbrücke wird mit Hilfe des einstellbaren 60 pF-Trimmerkondensators und des zum Ausgleich der Verlustwiderstände der Kapazitätsdioden eingesetzten 1 MΩ-Potentiometers abgeglichen, so daß die Spannung im Brückenzweig gleich Null ist. Wird dann an den Eingang eine Gleichspannung angelegt, so tritt im Brückenzweig eine HF-Spannung auf, die von der Höhe der Eingangsspannung abhängt.

Die Schaltung dieses Meßwandlers besitzt gegenüber einfachen Transistor-Meßzerhackern den Vorteil eines sehr hohen Eingangswiderstandes.

Kippschaltungen

Als weiteres Anwendungsgebiet für die Kapazitätsdiode zeigt Bild 17a eine einfache Kippschaltung. Sie besteht aus einem Serienschwingkreis mit der Induktivität L und der Kapazitätsdiode C sowie einem damit in Serie geschalteten Widerstand R, der hochfrequenzmäßig mit der Kapazität C_1 überbrückt ist. Legt man an den Eingang

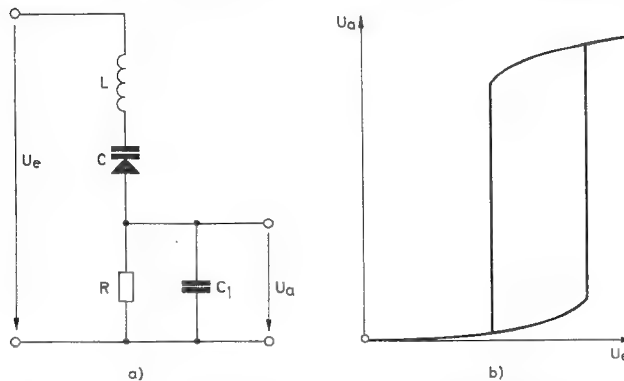


Bild 17: a) Kippschaltung mit einer Kapazitätsdiode
b) Kennlinie der Kippschaltung

der Schaltung eine HF-Spannung mit einer Frequenz, die etwas höher ist als die Resonanzfrequenz des Schwingkreises, so entsteht wegen der Gleichrichterwirkung der Diode an dem RC-Glied eine negative Spannung, die den Arbeitspunkt der Kapazitätsdiode verschiebt. Dadurch wird deren Kapazität kleiner und die Resonanzfrequenz des Serienkreises größer, so daß sie sich der Frequenz der Eingangsspannung nähert. Bei einer bestimmten Amplitude der Eingangsspannung erreicht die Ausgangsgleichspannung einen so hohen Wert, daß die Resonanzfrequenz des Serienkreises gleich der der Eingangsspannung wird. Infolge der Resonanzüberhöhung steigt dann die Ausgangsspannung auf einen Wert, der wesentlich höher ist als die Amplitude der Eingangsspannung. Wird jetzt die Eingangsspannung wieder herabgesetzt, so verringert sich infolge des Rückkopplungseffektes der Schaltung die Ausgangsspannung nur unwesentlich, bis sie bei einer bestimmten Höhe der Eingangsspannung plötzlich zusammenbricht. In Bild 17b ist die Ausgangsgleichspannung als Funktion der Eingangswechselspannung für diese Schaltung dargestellt. Je nach der Dimensionierung der einzelnen Elemente und der Größe der Eingangsspannung wirkt die Schaltung also als monostabile oder bistabile Kippstufe, die durch die Änderung der Eingangsspannung getriggert werden kann.

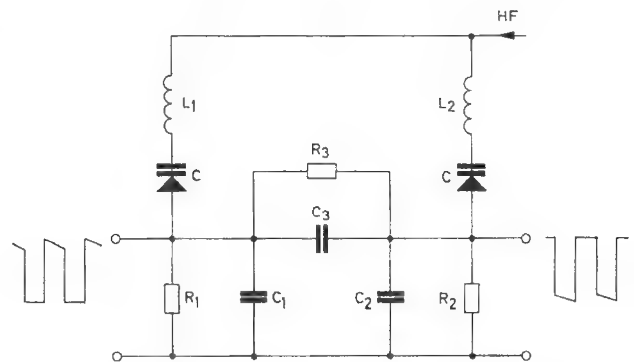


Bild 18: Astabile Kippschaltung mit Kapazitätsdioden

Schaltet man zwei solcher Kippstufen über ein RC-Glied ausgangsseitig parallel, so erhält man eine selbstschwingende Kippschaltung, die an ihren Ausgängen annähernd rechteckförmige Spannungen abgibt. Das Prinzip einer solchen Schaltung ist in Bild 18 dargestellt. Die Kapazität C_3 und der Widerstand R_3 bestimmen die Frequenz der Ausgangsspannung. Die beiden Induktivitäten L_1 und L_2 sollen bei sonst gleicher Dimensionierung der beiden Schaltungshälften etwas unterschiedliche Werte haben und eine möglichst hohe Güte besitzen. Da die praktische Anwendung dieser Kippschaltungen begrenzt ist, soll hier auf ihre eingehendere Behandlung verzichtet werden.

Literatur

1. G. F. Straube:
A Voltage Variable Capacitor.
Electronic Industries, May 1958, S. 69 und Juli 1958, S. 77

2. A. C. Todd, R. P. Schuck und H. M. Sachs:
Using Voltage-Variable Capacitors in Modulator Design.
Electronics, 20. Januar 1961, S. 56

3. E. O. Keizer:
A Carrier-Energized Bistable Circuit using Variable-Capacitance Diodes.
RCA Review, Dezember 1957, S. 476

4. J. Lopez und J. Brown:
Voltage-Variable Capacitors make a Relaxation Oscillator.
Electronics, 19. Mai 1961, S. 96

5. K. K. N. Chang:
Harmonic Generation with Nonlinear Reactances.
RCA Review, September 1958, S. 455

6. J. Hilibrand und W. R. Beam:
Semiconductor Diodes in Parametric Subharmonic Oscillators.
RCA Review, Juni 1959, S. 229

7. L. S. Nergaard:
Nonlinear-Capacitance Amplifiers.
RCA Review, März 1959, S. 3

8. H. Keller:
Die Eigenschaften und Anwendungen der Silizium-Kapazitätsdiode.
ionen und elektronen, April 1961, S. 15

Diffundierte Silizium-Kapazitätsdioden

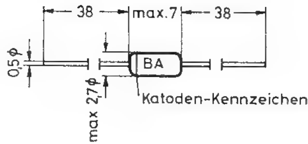
für automatische Scharfabstimmung im UKW- und TV-Tuner, für Meßwandler, Frequenzmodulatoren usw.

Typ	Kennwerte bei $T_U = 25°C$					
	Sperrschicht-kapazität bei $U_R = 2$ V, f = 30 MHz C (pF)	Serien-widerstand bei $U_R = 2$ V, f = 30 MHz R_s (Ω)	Gütefaktor bei $U_R = 2$ V, f = 30 MHz Q	Durchlaß-spannung bei $I_F = 60$ mA U_F (V)	Sperrstrom bei $U_R = 10$ V I_R (nA)	Abbruch-spannung U_Z (V)
BA 110	10 (8...12)	1	540	< 0,95	< 50	> 30
BA 111	55 (45...65)	0,5	200	< 0,95	< 100	> 20
BA 112	100 (80...120)	0,5	100	< 0,95	< 200	> 20

Abmessungen in mm:

Gewicht ca. 0,25 g

Glasgehäuse





INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH



INTERMETALL Sonderdruck

15
1962

Albrecht Gerlach

Zählschaltungen mit Vierschichtdioden

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 314 95
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Zählschaltungen mit Vierschichtdioden* von Dipl.-Phys. Albrecht Gerlach, INTERMETALL GmbH

* Sonderdruck aus ELEKTRONIK 1962, Heft 7

Ringzähler, Schieberegister und Binärzähler enthalten meist bistabile Stufen, die mit je zwei Röhren oder Transistoren bestückt werden können. Dabei wird das bistabile Verhalten dadurch erzielt, daß man die Steuerelektrode jedes der beiden Verstärkerelemente einer Stufe über ein Rückkopplungsglied mit der Ausgangselektrode des anderen verbindet. Im folgenden soll gezeigt werden, daß man gegenüber derartigen Schaltungen eine beträchtliche Ersparnis an Bauteilen durch die Verwendung eines an sich bistabilen Elementes erzielen kann, das wie die Halbleiter-Vierschichtdiode beim Erreichen einer bestimmten Zündspannung in den leitenden niederohmigen Zustand und beim Unterschreiten des Haltestromes in den sperrenden hochohmigen Zustand umschaltet.

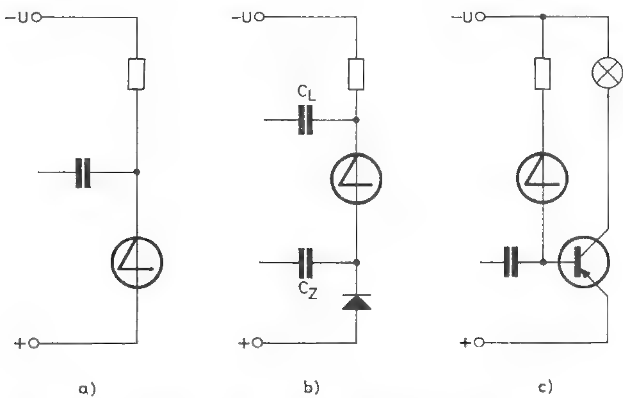


Bild 1: Grundschaltungen mit Vierschichtdioden

Bild 1 a zeigt die Grundschaltung eines solchen bistabilen Zweipols. Die Speisespannung U muß kleiner als die Zündspannung der Vierschichtdiode sein. Diese kann dann dadurch gezündet werden, daß über den Kondensator ein negativer Impuls eingekoppelt wird, dessen Amplitude größer ist als die Differenz zwischen Speise- und Zündspannung. Zum Löschen muß entweder der Speisestrom unterbrochen oder über den Kondensator ein positiver Löschimpuls eingekoppelt werden, der wenigstens ebenso groß ist wie die Haltespannung der Vierschichtdiode (ca. 1 V). Ein Nachteil dieser einfachsten Schaltung ist, daß der Zündimpulsgenerator relativ niederohmig sein muß, weil er durch den Arbeitswiderstand belastet wird. Das läßt sich vermeiden, wenn man in Reihe mit der Vierschichtdiode eine normale Diode schaltet, wie das Bild 1 b zeigt. Jetzt wird über C_Z ein positiver Zündimpuls eingekoppelt, für den als Lastwiderstand lediglich die Parallelschaltung der sehr großen Sperrwiderstände von Diode und Vierschichtdiode wirkt. Für den Löschimpuls muß dann allerdings ein zusätzlicher Kondensator C_L vorgesehen werden, wenn der Speisestrom nicht unterbrochen werden kann. Wegen der großen Vorteile, die Anordnung b bietet, wird sie bei allen in diesem Aufsatz beschriebenen Schaltungen angewandt.

Den Zustand, in dem sich eine Vierschichtdiode befindet, kann man am einfachsten mit einer als Lastwiderstand eingesetzten Glühlampe anzeigen. In manchen Anwendungsfällen stört jedoch, daß deren Kaltwiderstand nur etwa ein Fünftel ihres Warmwiderstandes beträgt. Dann empfiehlt sich Schaltung c. Die Basis-Emitter-Diode des Transistors bildet den hohen Lastwiderstand für den Zündimpuls. Die Glühlampe liegt als Arbeitswiderstand in der Kollektorleitung.

Ringzähler

Bei der einfachen Ringzählerschaltung nach Bild 2 können die Anzeigelampen L direkt durch die Vierschichtdioden gesteuert werden. Die gleichartig aufgebauten Stufen des Zählers sind, wie auch bei den folgenden Bildern, mit römischen Ziffern bezeichnet. Aus Gründen der Übersichtlichkeit haben jeweils nur die Schaltelemente der ersten Stufe Bezugszeichen. Wenn nötig, ist im Text die Stufennummer als zweiter Index an das Bezugszeichen angefügt.

Beim Anschalten der Batteriespannung wird der Rückstellkontakt S zweckmäßigerweise kurzzeitig geöffnet. Dann zündet in der Kette nur die Vierschichtdiode V_I, da wegen des hohen Widerstandes R_2 im gemeinsamen Stromzweig der übrigen Vierschichtdioden deren Haltestrom nicht erreicht werden kann. Auch nach dem Schließen des Rückstellkontaktes können diese Dioden nicht zünden, da der Spannungsabfall, der durch den Strom der ersten Vierschichtdiode an dem Widerstand R_1 erzeugt wird, die Spannung an den übrigen Vierschichtdioden auf einen Wert unterhalb der Schaltspannung begrenzt.

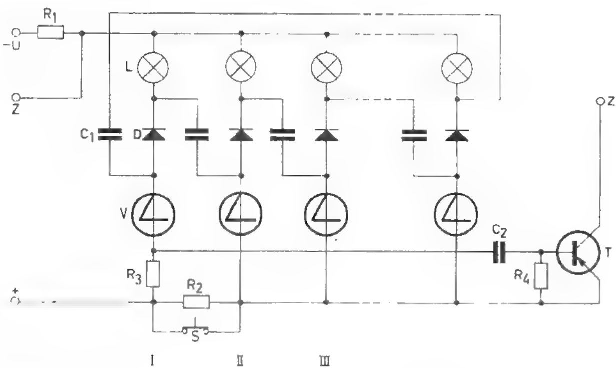


Bild 2: Ringzähler für eine Zählrichtung

Sämtliche Koppelkondensatoren zwischen nicht gezündeten Vierschichtdioden bleiben entladen. Die mit der gezündeten Vierschichtdiode verbundenen laden sich auf die Brennspannung der Anzeigelampen auf. Wird dann auf die gemeinsame Speiseleitung der Zählkette bei Z ein hinreichend großer positiver Impuls eingekoppelt, so sinkt der Strom in der Vierschichtdiode V_I unter den Haltestrom, und sie schaltet in den gesperrten Zustand um. Wenn auf der Rückflanke des Impulses die Speisespannung wieder ansteigt, zündet die Vierschichtdiode V_{II}, da an ihr zusätzlich die Spannung des Kondensators $C_{1\,II}$ auftritt. Es leuchtet die zweite Anzeigelampe auf. Entsprechend diesem Vorgang wird durch jeden Eingangsimpuls der Schaltzustand „gezündet" jeweils um eine Stufe der Kette weiter nach rechts verschoben und infolge der Rückführung von der letzten Stufe wieder auf die erste zurück.

An dem Widerstand R_3 im Stromzweig der ersten Vierschichtdiode, die der Ziffer 0 entspricht, tritt beim Zünden ein negativer Spannungssprung auf, der zu Steuerung eines nachgeschalteten Ringzählers benutzt werden kann, beispielsweise beim dekadischen Zählen mit mehreren zehnstufigen Ringzählern. In Bild 2 ist dargestellt, wie an diesen Widerstand ein Transistor T anzukoppeln ist, der Zählimpulse für den Eingang Z' des nächsten Ringzählers abgibt.

Beispiel für die Dimensionierung:

R_1, R_4:	470 Ω	V:	4E40-8
R_2:	33 kΩ	D:	BAY 18, S 33
R_3:	68 Ω	T:	ASY 14
C_1:	10 nF	L:	24 V 0,05 A
C_2:	22 nF	-U:	48 V

Schieberegister

Das Schieberegister ist eine Kette von bistabilen Stufen, bei der den möglichen Schaltzuständen jeder Stufe Informationswerte zugeordnet werden, z. B. die binäre 0 und die binäre 1. Die Koppelglieder zwischen den Stufen sind so ausgelegt, daß jede beliebige in dem Register gespeicherte Information, d. h. jede beliebige Folge von Zuständen 0 oder 1, mit Hilfe eines Schiebeimpulses um einen Platz nach rechts oder nach links in der Kette verschoben werden kann.

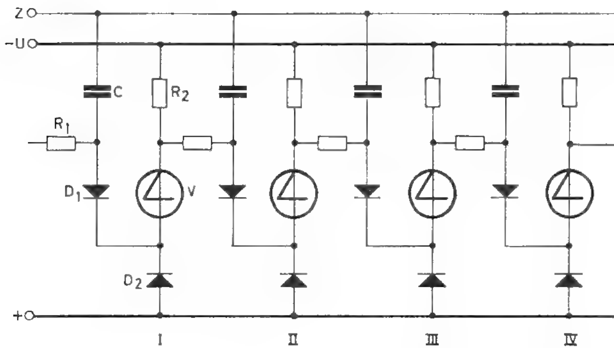


Bild 3: Schieberegister

Zur Erklärung der Arbeitsweise wird angenommen, daß die Stufen II und III in Bild 3 gezündet, die restlichen gelöscht sind. Dann lädt sich der untere Belag des Kondensators C_{II} über den relativ kleinen Arbeitswiderstand $R_{2\,I}$ und den relativ großen Koppelwiderstand $R_{1\,II}$ auf die Batteriespannung —U auf.

Der untere Belag des Kondensators C_{III} ist nur geringfügig negativer als das Bezugspotential +, nämlich um die Summe der Durchlaßspannung der Diode $D_{2\,II}$ und der Vierschichtdiode V_{II}. Entsprechendes gilt für den unteren Belag des Kondensators C_{IV}

Das Weiterschieben der Information wird dadurch eingeleitet, daß zunächst die Speisespannung —U kurzzeitig bis zum Wert Null oder etwas darüber hinaus in den positiven Bereich reduziert wird. Dabei löschen sämtliche Vierschichtdioden. Die im vorigen Abschnitt beschriebene Potentialverteilung bleibt jedoch erhalten. Nach dem Ende des Löschimpulses wird auf die Steuerleitung Z ein positiver Zündimpuls gegeben. Die Länge des Löschimpulses sowie der Abstand zwischen Lösch- und Zündimpuls müssen so klein sein, daß sich die Ladung der Koppelkondensatoren über die Widerstände R_1 während dieser Zeiten nicht wesentlich ändert. Der Zündimpuls wird durch alle Koppelkondensatoren übertragen. Er führt jedoch nur bei den bistabilen Elementen V_{III} und V_{IV} zum Zünden. In den Stufen I und II war, wie bereits erwähnt, der Koppelkondensator C so geladen, daß der Durchlaßbereich der Diode D_1 durch den Zündimpuls nicht erreicht wird.

Die vorher gespeicherte Information wird also durch die Folge von je einem Lösch- und einem unmittelbar anschließenden Zündimpuls um eine Stelle im Register nach rechts verschoben. In der Pause bis zum nächsten Schiebe-Doppelimpuls stellt sich auf den Koppelkondensator C eine Potentialverteilung ein, die ein Abbild der im Register gespeicherten Information darstellt. Mit Hilfe dieser Zwischenspeicherung wird der kurze Zeitabstand von Lösch- und Zündimpuls überbrückt. Die größtmögliche Fortschaltfrequenz wird dadurch begrenzt, daß die Pause zwischen zwei Schaltungen groß sein muß gegenüber dem Abstand von Lösch- und Zündimpuls, d. h. sie ist begrenzt durch die Zeitkonstante $C \cdot R_1$. Diese wiederum darf einen bestimmten Wert nicht unterschreiten, damit sich die Potentialverteilung, die sich auf den Belägen der Kondensatoren eingestellt hat, in der Zeit zwischen Lösch- und Zündimpuls nicht wesentlich ändert.

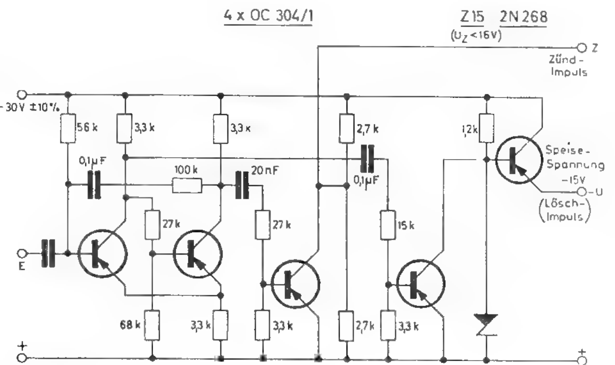


Bild 4: Schiebeimpulsgenerator

Bild 4 zeigt eine Schaltung, die aus einem einfachen Steuerimpuls den für das Register benötigten Doppel-Schiebeimpuls erzeugt. Der zeitliche Abstand zwischen Lösch- und Zündimpuls ist festgelegt durch die Umschaltzeit eines mit zwei Transistoren OC 304/1 bestückten Monovibrators, der durch den positiven Steuerimpuls angestoßen wird und nach ca. 3 ms zurückkippt. An beide Arbeitswiderstände des Monovibrators ist über ein differenzierendes RC-Glied je ein weiterer Transistor OC 304/1 angeschlossen. Diese beiden Transistoren sind im Ruhezustand gesperrt. Wenn der Monovibrator in den metastabilen Zustand kippt, wird der Transistor OC 304/1, an den die Basis des Leistungstransistors 2 N 268 angeschlossen ist, kurzzeitig durchgesteuert. Der 2 N 268 wird dadurch gesperrt und unterbricht die Speisespannung des Schieberegisters, so daß alle gezündeten Vierschichtdioden gelöscht werden. Wenn der Monovibrator in den stabilen Zustand zurückkippt, wird der Transistor OC 304/1 kurzzeitig durchgesteuert, der mit der Leitung Z verbunden ist. Die Größe des so erzeugten Zündimpulses wird durch den Spannungsteiler 2,7 kΩ / 2,7 kΩ auf ca. 15 V begrenzt. Die Zenerdiode ZL 15 hält in den Pausen zwischen den Löschimpulsen die Spannung an der Basis des Leistungstransistors und damit die Speisespannung für das Register konstant, und zwar sowohl bei schwankender Versorgungsspannung als auch bei Änderung der gespeicherten Information. Das letztere ist wichtig, weil im Gegensatz zu symmetrisch aufgebauten Registerstufen mit Röhren oder Transistoren bei Registern mit bistabilen Elementen die Gesamtstromaufnahme von der Zahl der gezündeten Stufen abhängt.

Ein Schiebeimpulsgenerator in der gezeichneten Form eignet sich zur Ansteuerung eines zwanzigstufigen Registers mit der folgenden Auslegung:

R_1:	56 kΩ	D_1, D_2:	BAY 18, S 33
R_2:	820 Ω	V:	4E20-8
C:	10 nF		

Ein Register für beide Schieberichtungen entsteht, wenn man eine zweite Zündimpulsleitung anbringt mit einer zugehörigen Kette von Koppelnetzwerken, die symmetrisch zu den Gliedern R_1, C, D_1 aufgebaut sind. Dabei führt die

Reihenschaltung von R_1 und D_1 vom unteren Anschlußpunkt einer Vierschichtdiode zum oberen der rechten Nachbar-Vierschichtdiode. Beide Netzwerke beeinflussen sich nicht und können wahlweise an den Zündimpulsgenerator angekoppelt werden.

Ringzähler für beide Zählrichtungen

Ein entsprechendes Zündnetzwerk kann in einen Ringzähler für Vor- und Rückwärtszählung eingesetzt werden, wie das in Bild 5 dargestellt ist. Die Speisespannung ist hier niedriger als die Zündspannung der Vierschichtdioden. Daher muß zunächst durch Betätigung des Tasters T die Vierschichtdiode V_1 gezündet werden. Das Zünden der vorhergehenden oder nachfolgenden Nachbar-Vierschichtdiode erfolgt ebenso wie bei dem im vorigen Abschnitt beschriebenen Schieberegister durch einen positiven Zündimpuls, der über eine der beiden Leitungen Z eingekoppelt wird.

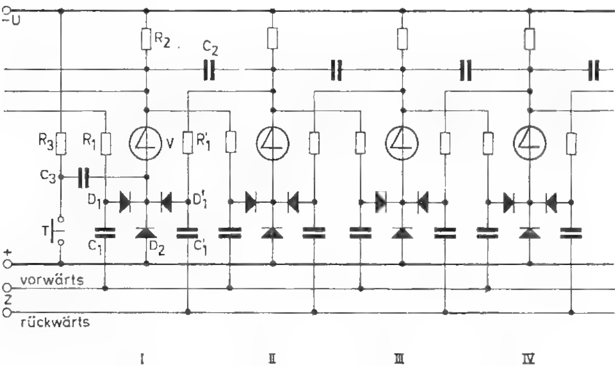


Bild 5: Ringzähler für Vor- und Rückwärtszählung

Diesem Zündimpuls braucht kein Löschimpuls vorauszugehen. Die Arbeitswiderstände R_2 von benachbarten Vierschichtdioden sind über Kondensatoren C_2 miteinander verbunden. Diese übertragen beim Zünden einer Vierschichtdiode einen positiven Impuls auf die Katoden der Nachbar-Vierschichtdioden, so daß die vorher gezündete gelöscht wird.

Beispiel für die Dimensionierung:

R_1, R_3:	100 kΩ	V:	4E20-8
R_2:	680 Ω	D_1, D_2:	BAY 18, S 33
C_1, C_3:	22 nF	—U:	15 V
C_2:	0,1 μF		

Binärzähler

In Binärzählern sind bistabile Stufen so miteinander gekoppelt, daß beim Umschalten einer Stufe vom Zustand 1 in den Zustand 0 die nachfolgende Stufe ebenfalls ihren Schaltzustand wechselt. Das Zurückkippen einer Stufe vom Zustand 0 in den Zustand 1 beeinflußt die nachgeschaltete Stufe jedoch nicht. Eine solche Schaltung mit n-Stufen ist in der Lage, bis zur Zahl 2^n zu zählen, d. h. sie bildet nacheinander 2^n verschiedene Kombinationen von Zuständen 0 und 1 bis sie wieder in den angenommenen Ausgangszustand (z. B. sämtliche Stufen 0) zurückspringt. Sie kann natürlich auch dazu verwendet werden, eine Impulsfolge durch die Zahl 2^n zu teilen, weil sie nach 2^n Eingangsimpulsen, die in beliebigen Zeitabständen eintreffen können, einen Ausgangsimpuls abgibt. Wenn anstelle der binären Zählung eine dekadische gewünscht wird, bzw. wenn durch eine Potenz von 10 geteilt werden soll, so ist es möglich, durch zusätzliche Rückführungen die binäre Zählweise in eine quasi-dekadische umzuwandeln.

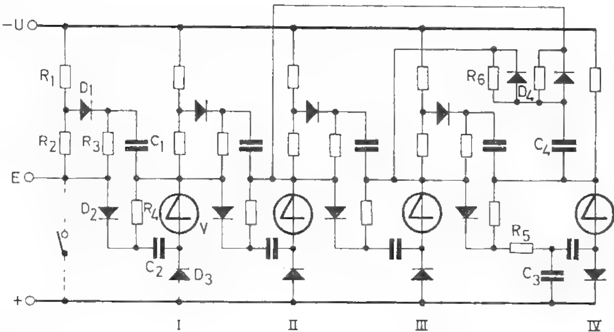


Bild 6: Binärzähler

Bei dem Vierschichtdioden-Binärzähler nach Bild 6 entspricht der Zustand „gezündet" der binären 0. Jede Vierschichtdiode besitzt einen geteilten Arbeitswiderstand R_1, R_2. Durch ein Koppelnetzwerk aus zwei Dioden, zwei Kondensatoren und zwei Widerständen wird erreicht, daß nur beim Zünden einer Vierschichtdiode die nachfolgende umgeschaltet wird. Die Dioden D 3 ermöglichen, wie früher beschrieben, ein Zünden mit hochohmigen Impulsen.

Die Speisespannung ist niedriger als die Zündspannung der Vierschichtdioden. Die Eingangsimpulse an der Buchse E müssen so wirken, als ob die Strecke E ... + mit einem Kontakt kurzgeschlossen und wieder geöffnet würde.

Zur Erklärung der Wirkungsweise des Koppelnetzwerkes wird von der Annahme ausgegangen, daß zunächst sämtliche vier Vierschichtdioden gezündet sind und daß der als Impulsgenerator arbeitende Kontakt zwischen den Buchstaben E und + offen ist. Dann wird der obere Belag des Kondensators C_1 über die Widerstände R_1, R_2 und R_3 auf die Speisespannung —U aufgeladen. Am unteren Belag von C_1 liegt eine kleine negative Spannung, die gleich der Summe aus der Durchlaßspannung der Diode D_3 und der Vierschichtdiode V_I ist. Über den Widerstand R_4 wird der linke Belag des Kondensators C_2 auf das gleiche Potential wie der untere Belag von C_1 aufgeladen. Beim Schließen des Kontaktes sinkt die Spannung am Verbindungspunkt der Widerstände R_1 und R_2 sehr rasch auf etwa ½ U ab, wenn R_1 und R_2 ungefähr gleich groß sind. Dieser positive Impuls wird über die Diode D_1 und den Kondensator C_1 auf den oberen Anschlußpunkt der Vierschichtdiode übertragen. Dadurch wird die Vierschichtdiode kurzzeitig umgepolt und gelöscht. Gleichzeitig mit dem positiven Spannungssprung am Verbindungspunkt zwischen den Widerständen R_1 und R_2 entsteht am Verbindungspunkt des Widerstandes R_2 mit der Diode D_2 ein positiver Spannungssprung von etwa der Größe U. Dieser Sprung gelangt jedoch nicht bis zum Kondensator C_2, weil die Diode D_2 vorher um die Spannung U in Sperrichtung vorgespannt war.

Das Koppelnetzwerk bewirkt außerdem, daß beim Löschen der Diode V_I nicht gleichzeitig die nachfolgende Diode V_{II} und ggf. weitere Vierschichtdioden gelöscht werden: Der obere Belag des Kondensators $C_{1\,II}$ befand sich, bevor die Diode V_I gelöscht wurde, nahezu auf Null-Potential. Die Diode $D_{1\,II}$ war demzufolge in Sperrichtung um die Spannung U/2 vorgespannt, und der am Verbindungspunkt zwischen den Widerständen $R_{1\,II}$ und $R_{2\,II}$ entstehende positive Impuls gleicher Spannung kann daher nicht über die Diode $D_{1\,II}$ und den Koppelkondensator $C_{1\,II}$ an die Vierschichtdiode V_{II} weitergegeben werden. Der über den relativ großen Widerstand $R_{3\,II}$ laufende positive Impuls ist nicht stark genug, um die nachfolgende Vierschichtdiode zu löschen.

Wenn der Eingangskontakt wieder geöffnet wird, treten an dem Verbindungspunkt der Widerstände R_1 und R_2 sowie dem Verbindungspunkt der Widerstände R_2 und R_3 negative Impulse auf. Sowohl die Diode D_1 als auch die Diode D_2 sind für diese Impulse gesperrt. Da, wie bereits erwähnt, der Widerstand R_3 groß gegenüber den Widerständen R_1 und R_2 ist, reicht der über den Weg R_1, R_2, R_3, C_1 laufende negative Impuls nicht aus, um die Vierschichtdiode V_I zu zünden.

In der Pause bis zum nächsten Eingangsimpuls lädt sich der linke Belag des Kondensators C_2 über die Widerstände $R_{4\,I}$, $R_{2\,II}$, $R_{1\,II}$ nahezu auf die Speisespannung auf. Der nächste positive Eingangsimpuls wirkt sich über D_2 und C_2 voll auf die Vierschichtdiode V_I aus und zündet sie. Wegen des großen Widerstandes von R_3 stört der gleichzeitig von E über R_3 und C_1 zur Vierschichtdiode laufende Impuls den Zündvorgang nicht. Über den Weg D_1, C_1 wirkt noch ein positiver Impuls von der Größe U/2 auf den oberen Anschlußpunkt der Vierschichtdiode ein. Da der eigentliche, ebenfalls positive Zündimpuls über C_2 jedoch doppelt so groß ist, wird die Spannung an der Vierschichtdiode von U auf 3 U/2 erhöht. Das reicht zum Zünden aus, wenn für die Schaltspannung der Vierschichtdiode U_s die Bedingung $U < U_s < 3\,U/2$ eingehalten wird.

Wenn jetzt V_I zündet, entstehen an ihrem Arbeitswiderstand positive Spannungssprünge von U bzw. U/2, die in der schon erläuterten Weise zum Löschen von V_{II} führen. Denn es laufen alle beschriebenen Vorgänge im wesentlichen in der gleichen Weise ab, wenn man den Kontakt zwischen den Buchstaben E und + durch die Vierschichtdiode einer vorgeschalteten binären Untersetzerstufe ersetzt.

Die gezeichnete vierstufige Zählschaltung würde bis zur Ziffer 15 zählen und dann auf den Anfangszustand 0 zurückspringen. Wenn es erwünscht ist, daß die Schaltung nach 10 Eingangsimpulsen wieder in den Anfangszustand zurückspringt, so muß durch zusätzliche Koppelglieder dafür gesorgt werden, daß sechs Ziffern der binären Reihe übersprungen werden. Das ist z. B. dadurch möglich, daß man in der gezeichneten Weise vom Arbeitswiderstand der letzten Stufe $R_{1\,V}$ über je ein Koppelglied, das einen Kondensator C_4, einen Widerstand R_6 und eine Diode D_4 enthält, den beim Zünden der letzten Vierschichtdiode V_{IV} entstehenden positiven Impuls auf die Stufen II und III zurückführt und diese löscht. Dann springt die Schaltung bei dem Eingangsimpuls, der normalerweise von dekadisch 15 bzw. binär 1111 auf 0 zurückschalten würde, in den Zustand dekadisch 6 bzw. binär 0110. Damit der Löschimpuls für diese beiden Stufen nicht mit dem Zündimpuls zusammenfällt, muß bei einer solchen quasi-dekadischen Zählweise die letzte Diode mit einer geringen Verzögerung gezündet werden. Diese Verzögerung wird bewerkstelligt durch Einfügen des RC-Gliedes R_5, C_3 vor den Zündkondensator $C_{2\,IV}$ der letzten Stufe.

Auf ähnliche Weise läßt sich eine quasi-dekadische Zählschaltung mit einem Zyklus von 10^3 mit Hilfe von zehn Vierschichtdioden aufbauen, wenn dafür gesorgt wird, daß die Schaltung nach $2^{10} = 1024$ Impulsen nicht auf 0 zurückgeschaltet, sondern auf 24 entsprechend der binären Zahl 0000011000. Die beiden Rückführungen müssen dabei von der Stufe X nach den Stufen IV und V laufen.

Beispiel für die Dimensionierung:

R_1, R_2, R_5:	560 Ω
R_3, R_6:	5,6 kΩ
R_4:	56 kΩ
C_1, C_4:	22 nF
C_2:	10 nF
C_3:	0,1 μF
$D_1 \ldots D_4$:	BAY 18, S 33
V:	4E30-8
Betriebsspannung:	24 V

Erzielbare Zählgeschwindigkeiten

Diese Dimensionierung des Binärzählers sowie die vorher für das Schieberegister angegebene ist gedacht für den Einsatz in digitalen Steuereinrichtungen bei Arbeitsfrequenzen bis 1 kHz. Wenn man einen höheren Energieverbrauch in Kauf nimmt und kleinere Arbeits- und Koppelwiderstände einsetzt, damit die zeitbestimmenden RC-Konstanten klein werden, lassen sich die folgenden Arbeitsfrequenzen erreichen:

Ringzähler	100 kHz
Schieberegister	20 kHz
Binärzähler	50 kHz

Wegen dieser Frequenzen eignen sich die beschriebenen Schaltungen nicht für den Einsatz in schnellen Rechnern. In vielen Anwendungsfällen in der industriellen Elektronik werden sie jedoch wesentliche Vereinfachungen ermöglichen, wie aus der Gegenüberstellung von herkömmlichen und mit Vierschichtdioden bestückten digitalen Bausteinen in Bild 7 entnommen werden kann.

	Ringzähler		Schieberegister		Binärzähler	
Schaltskizze einer Einzelstufe						
Zahl der Bauelemente						
Trans./Vierschichtd.	2	1	2	1	2	1
Dioden	0	1	2	2	2	3
Widerstände	6	1	9	2	8	4
Kondensatoren	1	1	2	1	3	2

Bild 7: Gegenüberstellung von Zählstufen mit Transistoren und Vierschichtdioden

Literatur

1) Firmenveröffentlichungen der Shockley Transistor, Unit of Clevite Transistor

2) DBP 1021891: Halbleiterdiode für Schaltstromkreise

3) J. L. Moll, M. Tannenbaum, J. M. Golday und N. Holonyak: PNPN Transistor Switches, Proc. I. R. E., 1959, Seite 1174

4) H. Keller und G. Wieczorek: Die Silizium-Vierschichtdiode und ihre Anwendungen als elektronischer Schalter. Frequenz 1961, Heft 2, Seite 33

5) H. Keller: La diode au silicium à 4 couches et ses applications. Radio Electronique Professionelle, 1961, No. 308

6) H. Keller: Die Silizium - Vierschichtdiode. Radioschau 1961, Heft 8, Seite 310, ionen und elektronen 1961, Heft 10, Seite 6

7) A. Gerlach: Transistorbestückte Zählschaltung mit Anzeigeglimmlampen. ionen und elektronen 1959, Heft 3

8) P. Klamm: Relaisröhren und ihre Anwendungen. Elektronik 1961, Heft 1, Seite 3

9) DAS 1092707: Elektronische Zähl- und Schieberegisterschaltung.

PNPN-Silizium-Vierschichtdioden für Kippstufen, Zählschaltungen und elektronische Schalter

Alle Typen sind auch in MIL-Ausführung lieferbar.

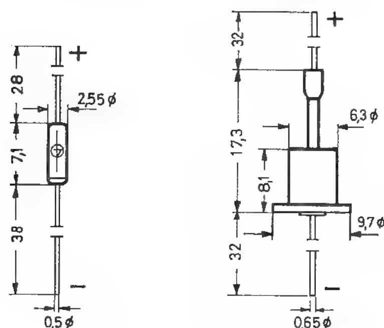
Typ	Kennwerte bei T_U = 25 °C						gemeinsame Kenn- und Grenzwerte aller Typen	Grenzwerte	
	Schalt-spannung	Haltestrom	Schaltstrom	Sperrstrom bei 0,75 · U_S	differentieller Durchlaßwiderstand			zulässiger Dauer-gleichstrom	max. Impulsstrom
	U_S (V)	I_h (mA)	I_S (µA)	I_0 (µA)	r_F (Ω)	bei I_F (A)		I_F (mA)	$\hat{I}_F$ (A)
4 E 20 - 8	20 ± 4	1 . . . 15	< 125	< 15	< 0,3	5		150	10*)
4 E 20 - 28	20 ± 4	14 . . . 45	< 125	< 15	< 0,3	5		150	10*)
4 E 30 - 8	30 ± 4	1 . . . 15	< 125	< 15	< 0,3	5		150	10*)
4 E 30 - 28	30 ± 4	14 . . . 45	< 125	< 15	< 0,3	5	Haltespannung	150	10*)
4 E 40 - 8	40 ± 4	1 . . . 15	< 125	< 15	< 0,3	5	U_h = 0,5 . . 1,2 V	150	10*)
4 E 40 - 28	40 ± 4	14 . . . 45	< 125	< 15	< 0,3	5	inverse Abbruch-	150	10*)
4 E 50 - 8	50 ± 4	1 . . . 15	< 125	< 15	< 0,3	5	spannung	150	10*)
4 E 50 - 28	50 ± 4	14 . . . 45	< 125	< 15	< 0,3	5	$U_{ab} > 0{,}6 \cdot \lvert U_s \rvert$	150	10*)
4 E 100 - 8	100 ± 10	1 . . . 15	< 125	< 15	< 0,3	5	Schaltzeiten	150	10*)
4 E 100 - 28	100 ± 10	14 . . . 45	< 125	< 15	< 0,3	5	(schaltungsabhängig) t_{ein} = 0,03 . . . 0,2 µs	150	10*)
4 E 200 - 8	200 ± 20	1 . . . 15	< 125	< 15	< 0,3		t_{rr} = 5 . . 10 µs	150	10*)
4 E 200 - 28	200 ± 20	14 . . . 45	< 125	< 15	< 0,3	5	zul. Umgebungs-	150	10*)
4 J 50 - 5	50 ± 5	1 . . . 10	< 250	< 35	< 0,3	5	temperatur T_U	300	20*)
4 J 50 - 25	50 ± 5	9 . . . 45	< 250	< 35	< 0,3	5	= - 40 . . + 65 °C	300	20*)
4 J 100 - 5	100 ± 10	1 . . . 10	< 250	< 35	< 0,3	5		300	20*)
4 J 100 - 25	100 ± 10	9 . . . 45	< 250	< 35	< 0,3	5		300	20*)
4 J 200 - 5	200 ± 20	1 . . . 10	< 250	< 35	< 0,3	5		300	20*)
4 J 200 - 25	200 ± 20	9 . . . 45	< 250	< 35	< 0,3	5		300	20*)

*) abhängig von Tastverhältnis, Pulsform und Umgebungstemperatur

Silizium-Vierschichtdioden

Serie 4 E . . . — Gewicht ca. 0,2 g, Glasgehäuse

Serie 4 J . . . — Gewicht ca. 1,8 g, Metallgehäuse



Abmessungen in mm



INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH


INTERMETALL Sonderdruck

16 / 1963

Karl-Heinz Wilke

Einfache Gleichspannungsverstärker mit Halbleiter-Bauelementen

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Einfache Gleichspannungsverstärker mit Halbleiter-Bauelementen*

von Dipl.-Ing. Karl-Heinz Wilke, INTERMETALL GmbH

*) Sonderdruck aus ELEKTRONIK 1962, Heft 9 und 10

Die Verstärkung kleiner Gleichspannungen bietet wesentlich größere Schwierigkeiten als die Verstärkung entsprechender Wechselspannungen. Sowohl mit Röhren als auch mit Transistoren ausgerüstete galvanisch gekoppelte Verstärker sind sehr stark alterungs- und temperaturempfindlich. Hohe Verstärkungen bzw. Empfindlichkeiten sind allerdings immer noch leichter zu erreichen als gute Nullpunktstabilität; direkt gekoppelte Verstärker müssen deshalb oft vor jeder einzelnen Messung neu justiert werden und sind somit für viele Meßaufgaben, z. B. alle Messungen, die sich über längere Zeit erstrecken, unbrauchbar.

Da Wechselspannungsverstärker diese Nachteile nur in wesentlich geringerem Maße besitzen, liegt es nahe, die Gleichspannungsverstärkung auf eine Wechselspannungsverstärkung zurückzuführen, indem die zu messende Gleichspannung entweder zerhackt und als Wechselspannung verstärkt oder zur Steuerung eines gleichspannungsabhängigen Wechselstromwiderstandes herangezogen wird. Die erste Möglichkeit wird seit langem unter Benutzung mechanischer Zerhacker angewendet, jedoch lassen diese sich in vielen Fällen mit Vorteil durch Transistoren ersetzen. Die zweite Möglichkeit ist erst durch die Herstellung der Silizium-Kapazitätsdioden realisierbar geworden.

Im folgenden werden zunächst die Eigenschaften des Transistors als Meßzerhacker an zwei Beispielen beschrieben. Weiterhin werden zwei vollständige Zerhacker-Verstärker und ein Gleichspannungsverstärker mit Kapazitätsdioden dargestellt.

Grundschaltungen

Bild 1 zeigt drei verschiedene Arten von Transistor-Zerhackern.

1 a: Zerhacker und Verstärkereingang sind parallelgeschaltet. Der Eingang wird abwechselnd kurzgeschlossen und freigegeben. Damit die zu messende Spannung nicht ebenfalls kurzgeschlossen wird, muß sie über einen Vorwiderstand R_Z angeschlossen werden.

1 b: Zerhacker und Verstärkereingang sind in Serie geschaltet. Der Verstärkereingang ist abwechselnd offen oder direkt mit der Meßspannung verbunden.

1 c: Gegentaktschaltung. Der Verstärkereingang wird entweder von der Meßspannung abgetrennt und kurzgeschlossen oder mit der Meßspannung verbunden.

Selbstverständlich sind noch andere Schaltungen denkbar, die sich aber immer auf eine der drei angegebenen zurückführen lassen.

Berechnung der Zerhackerschaltungen

Die beiden wichtigsten Eigenschaften eines Zerhackers sind die Empfindlichkeit, d. h. das Verhältnis der Ausgangsamplitude zur Eingangsgleichspannung, und die von ihm selbst erzeugte Störspannung, der Nullpunktfehler. Diese Störspannung entsteht, weil der Transistor kein idealer Schalter ist. Er hat im durchgesteuerten Zustand noch einen Restwiderstand R_r, in ihm selbst entsteht eine Restspannung U_r, und im gesperrten Zustand fließt noch ein Reststrom I_r.

Bild 2 a zeigt die Ersatzschaltung für die Eintakt-Parallelschaltung nach Bild 1 a. Der Transistor ist als idealer Schalter dargestellt, und die Restgrößen sind zusätzlich eingeführt. Die linke Schalterstellung entspricht dem durchgesteuerten, die rechte dem gesperrten Zustand des Transistors. Unter der Annahme, daß der Eingangswiderstand R_E des nachfolgenden Verstärkers sehr groß und damit vernachlässigbar ist gegen R_V, der sich aus dem Innenwiderstand R_i des Meßobjektes und einem Zusatzwiderstand R_Z zusammensetzt, liegt an R_E im gesperrten Zustand die Spannung:

$$u = U_0 - I_r \cdot R_V$$

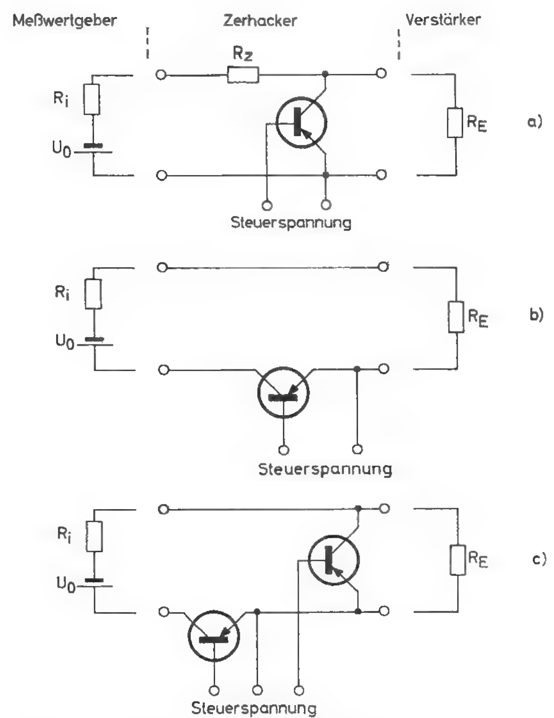


Bild 1: Schaltungen von Transistor-Zerhackern
a) Parallelschaltung, b) Serienschaltung, c) Gegentaktschaltung

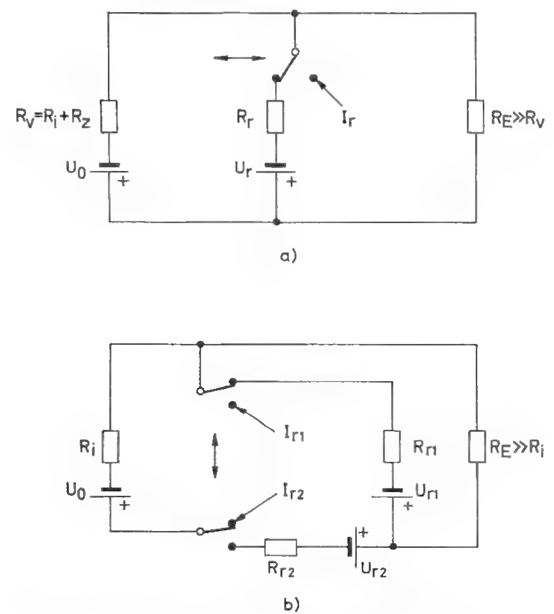


Bild 2: Ersatzschaltungen für Bild 1 a und 1 c

Im durchgesteuerten Zustand ist:

$$u = U_0 - \frac{U_0 - U_r}{R_v + R_r} \cdot R_v = U_0 \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{R_r}{R_v}} \right) + \frac{U_r}{1 + \frac{R_r}{R_v}}$$

Der Betrag der Wechselspannungsamplitude ist die Differenz beider:

$$\Delta u = \frac{U_0}{1 + \frac{R_r}{R_v}} - \frac{U_r}{1 + \frac{R_r}{R_v}} - I_r \cdot R_v \qquad (1)$$

Die Empfindlichkeit ist unter Vernachlässigung der Restgrößen U_r und I_r:

$$E = \frac{\Delta u}{U_0} = \frac{R_v}{R_v + R_r} \qquad (2)$$

Der Nullpunktfehler ist die bei Eingangsspannung Null verbleibende Wechselspannungsamplitude:

$$\Delta u' = \frac{U_r}{1 + \frac{R_r}{R_v}} \pm I_r \cdot R_v \qquad (3)$$

Für Schaltung 1 b lassen sich entsprechende Formeln aufstellen. Sie empfiehlt sich jedoch im allgemeinen weniger, da hier der Verstärkereingang niederohmig und gleichstromdurchlässig sein muß und der bei gesperrtem Transistor offene Eingang gegen die Einstreuung von Fremdspannungen empfindlich ist.

Dagegen bietet Schaltung 1 c viele Vorteile, gegen die der Nachteil, daß zwei um 180° phasenverschobene Steuerspannungen benötigt werden, nur wenig ins Gewicht fällt. Anhand der Ersatzschaltung nach Bild 2 b lassen sich Gleichungen für Empfindlichkeit und Nullpunktfehler aufstellen. In der oberen Schalterstellung ist

$$u = U_{r1} - I_{r2} \cdot R_{r1}$$

und in der unteren Schalterstellung

$$u = U_0 + U_{r2} - I_{r1} (R_i + R_{r2})$$

Die Wechselspannungsamplitude ist die Differenz beider:

$$\Delta u = U_0 + U_{r2} - U_{r1} - I_{r1} \cdot R_{r2} + I_{r2} \cdot R_{r1} - I_{r1} \cdot R_i \qquad (4)$$

Unter der Annahme, daß die einander entsprechenden Restgrößen beider Transistoren gleich sind, wird

$$\Delta u = U_0 - I_{r1} \cdot R_i \qquad (5)$$

$$E = 1 \qquad (6)$$

$$\Delta u' = I_{r1} \cdot R_i \qquad (7)$$

Ein Vergleich zwischen den beiden Ergebnissen zeigt, daß die Gegentaktschaltung der Eintaktschaltung eindeutig überlegen ist, wenn die beiden Transistoren auf Gleichheit der Restgrößen ausgesucht sind. Die Empfindlichkeit ist konstant und unabhängig vom Innenwiderstand des Gebers. Dieser geht nur noch in den Nullpunktfehler ein. Bei der Eintaktschaltung ist der Nullpunktfehler größer, und der Innenwiderstand des Gebers muß mit eingeeicht werden, weil R_v begrenzt ist durch den zulässigen Nullpunktfehler, zumindest bei Germanium-Transistoren. Deswegen wird meistens R_i gegen R_z nicht vernachlässigbar sein.

Die Restgrößen

An einem Germanium-Transistor OC 304/2 und einem Silizium-Transistor OC 430 wurden gemessen: in Schaltung 3 a Restspannung, Restwiderstand und Basisstrom als Funktion der Basis-Emitter-Spannung und der Temperatur und in Schaltung 3 b der Reststrom als Funktion der Temperatur bei gesperrtem Transistor.

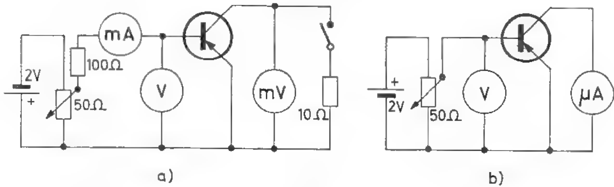


Bild 3: Meßschaltungen zur Bestimmung der Restgrößen
a) für Restspannung und Restwiderstand
b) für den Reststrom

Der Restwiderstand wurde unter Bezug auf Bild 2 a ermittelt aus der Restspannung U_r (Leerlauf-Restspannung) und der Spannung, die bei Belastung von U_r mit dem 10 Ω-Widerstand an diesem abfällt. Der Innenwiderstand des Millivoltmeters war ca. 1 kΩ.

Die Bilder 4 und 5 zeigen, daß die Restspannung sehr verschieden ist, je nachdem, ob der Transistor normal betrieben wird oder invers (Kollektor und Emitter vertauscht). Zu beachten ist, daß die an der Ordinatenachse für die Restspannung abgelesenen Werte für normalen Betrieb mit dem Faktor 10 zu multiplizieren sind. Reststrom und Restwiderstand sind bei normalem und inversem Betrieb praktisch gleich groß, so daß es auf jeden Fall zu empfehlen ist, Transistoren als Zerhacker invers zu betreiben. Beim Silizium-Transistor sind Restspannung und Restwiderstand wesentlich größer. Es ist also meistens zweckmäßig, Germanium-Transistoren zu verwenden, abgesehen von Geräten für hohen Generatorwiderstand R_i.

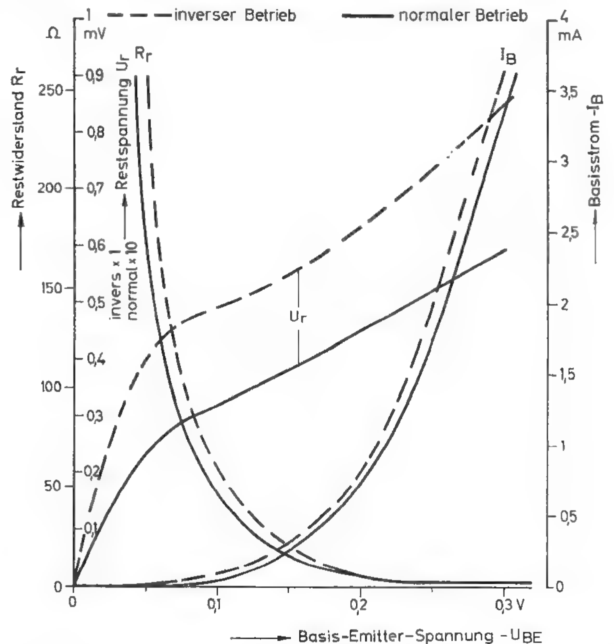


Bild 4: Basisstrom, Restwiderstand und Restspannung eines Transistors OC 304/2 als Funktion der Basisspannung bei 20° C Umgebungstemperatur

Die Temperaturabhängigkeit der Restgrößen geht aus den Bildern 6 ... 9 hervor. Der Restwiderstand ist bei ausreichender Aussteuerung fast temperaturunabhängig. Der Temperaturkoeffizient der Restspannung hängt wesentlich davon ab, ob mit konstantem Strom oder konstanter Spannung gesteuert wird. Das sei anhand von Bild 6 erläutert. Bei Steuerung mit konstanter Spannung liegen die der jeweiligen Temperatur zugeordneten Werte von U_r auf einer zur Ordinate parallelen Geraden. Dagegen nimmt bei

Steuerung mit konstantem Strom die Basis-Emitter-Spannung mit steigender Temperatur ab, so daß diese Gerade sich neigt, wodurch die Änderung der Restspannung mit der Temperatur kleiner wird. Dieser Effekt ist zwar im Bereich niedriger Temperaturen wenig ausgeprägt, jedoch ist bei Temperaturen ab ca. 30° C die Steuerung mit konstantem Strom vorteilhaft.

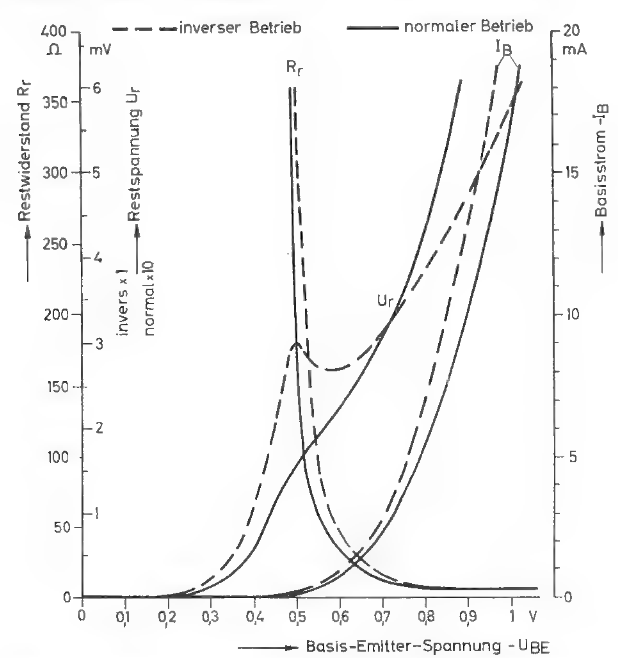


Bild 5: Basisstrom, Restwiderstand und Restspannung eines Transistors OC 430 als Funktion der Basisspannung bei 20° C Umgebungstemperatur

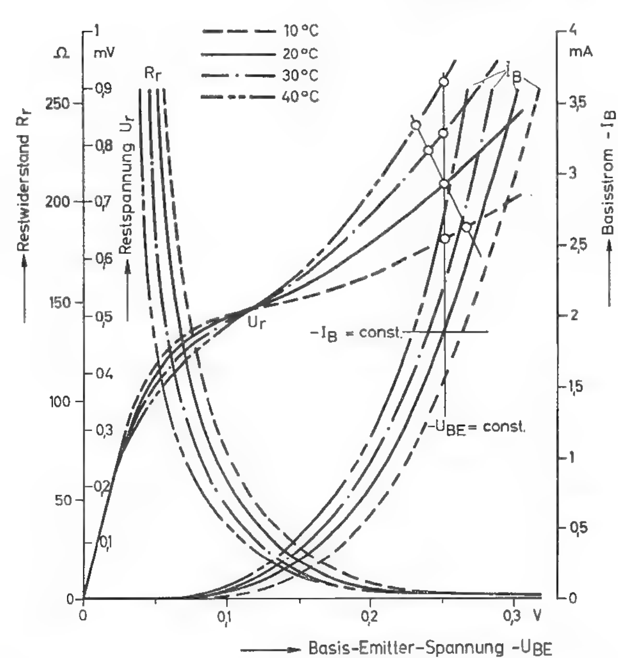


Bild 6: Messung entsprechend Bild 4 bei verschiedenen Umgebungstemperaturen im inversen Betrieb

Bei einer bestimmten Aussteuerung schneiden sich die Kennlinien. Dort hat die Restspannung zwar einen sehr kleinen Temperaturgang, dabei ist jedoch der Restwiderstand noch groß und stark temperaturabhängig, so daß dieser Arbeitspunkt für den Zerhackerbetrieb ungeeignet ist. Da diese Messungen an nur je einem Exemplar beider

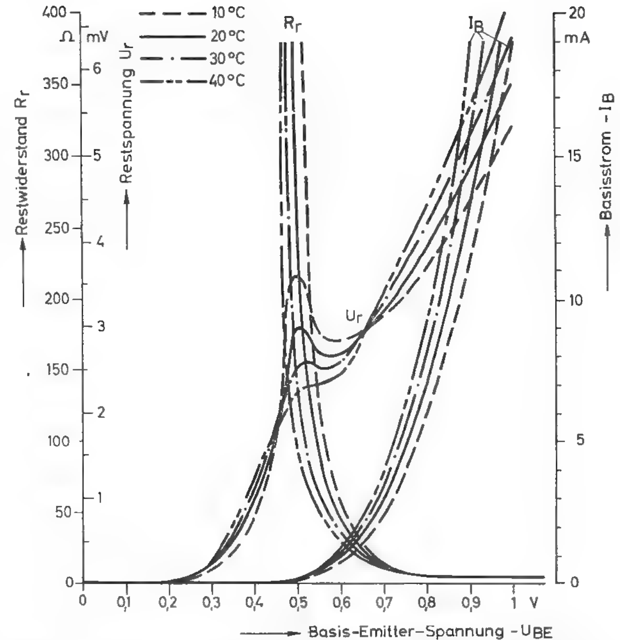


Bild 7: Messung entsprechend Bild 5 bei verschiedenen Umgebungstemperaturen im inversen Betrieb

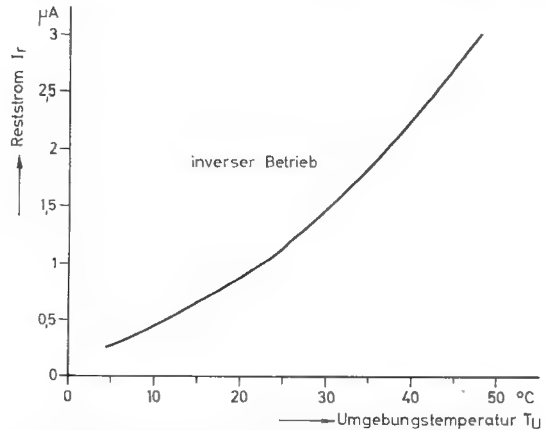


Bild 8: Reststrom eines Transistors OC 304/2 als Funktion der Umgebungstemperatur im inversen Betrieb bei einer Basis-Emitter-Spannung von $+U_{BE} = 1$ V

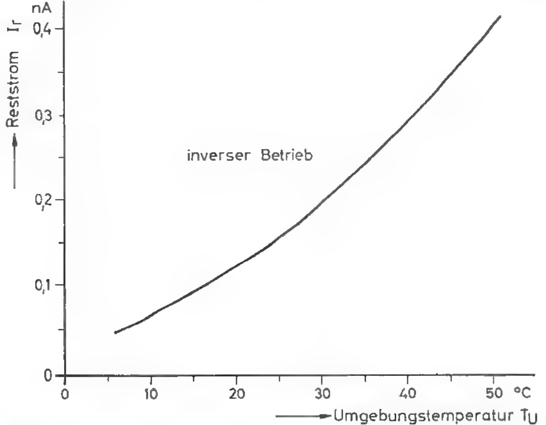


Bild 9: Reststrom eines Transistors OC 430 als Funktion der Umgebungstemperatur im inversen Betrieb bei einer Basis-Emitter-Spannung von $+U_{BE} = 1$ V

Typen ausgeführt wurden, gewinnen sie nur dann praktischen Wert, wenn Angaben gemacht werden können,

Tabelle 1: Reihenmessung an 10 Transistoren OC 304/2
Umgebungstemperatur 20° C, inverser Betrieb

Transistor	$-I_B$ (mA)	U_r (mV)	R_r (Ω)	I_r (μA)
	bei $-U_{BE}$ = 0,3 V			bei $+U_{BE}$ = 1 V
1	7,2	0,85	1,3	1,0
2	2,1	0,7	5,5	0,64
3	9,0	1,3	1,3	0,76
4	7,7	1,3	1,8	3,0
5	10,0	2,3	0,9	0,6
6	6,4	1,4	1,2	1,2
7	6,1	1,4	1,7	1,3
8	6,1	1,3	2,2	1,0
9	2,6	0,7	1,8	0,7
10	6,8	1,5	1,0	1,1

Tabelle 2: Reihenmessung an 10 Transistoren OC 430
Umgebungstemperatur 20° C, inverser Betrieb

Transistor	$-I_B$ (mA)	U_r (mV)	R_r (Ω)	I_r (μA)
	bei $-U_{BE}$ = 0,9 V			bei $+U_{BE}$ = 1 V
1	7,3	4,5	12	0,7
2	2,7	2,8	10	0,3
3	0,8	1,0	50	0,4
4	1,5	5,0	61	0,5
5	15,5	3,9	9	2,0
6	6,0	2,3	47	0,6
7	5,0	5,6	10	0,7
8	8,5	4,3	8	0,5
9	12,0	2,5	21	0,56
10	8,0	12,0	15	0,49

wie weit die Ergebnisse auf andere Exemplare gleicher Typen übertragbar sind. Zu diesem Zwecke wurden an je 10 beliebig herausgegriffenen Exemplaren jedes Typs die Restgrößen gemessen und in den Tabellen 1 und 2 zusammengestellt. Man sieht, daß die Streuung recht erheblich sind. Das ist erklärlich, da diese Werte im inversen Betrieb gemessen wurden, während die Typeneinteilung im normalen Betrieb und bei völlig anderen Arbeitspunkten erfolgt. Die Meßergebnisse und die daraus gezogenen Schlußfolgerungen gelten zwar allgemein, doch ist es notwendig, die Transistoren im inversen Betrieb und unter den Bedingungen des Zerhackerbetriebs auszusuchen.

Praktische Auslegung von Transistor-Zerhacker-Schaltungen

Neben der Frage, ob man der Eintakt- oder der Gegentaktschaltung den Vorzug geben soll, ist die Art der Steuerung des Zerhackers einige Überlegung wert. Es liegt nahe, dazu die Netzfrequenz heranzuziehen. Wegen der damit verbundenen Nachteile sollte man jedoch eine höhere Frequenz wählen. Der Verstärker wird dann einfacher, und der Eingangsgleichspannung überlagerte Störspannungen lassen sich vom Nutzsignal besser trennen. Ist die Frequenz der Störspannung gleich der Zerhackerfrequenz, so entsteht ein Signal, das je nach der Phasenlage zwischen der Zerhacker - Steuerspannung und der Störspannung, welche meistens Netzfrequenz hat, eine mehr oder weniger große Gleichspannung am Eingang vortäuscht. Sind jedoch die beiden Frequenzen verschieden, so äußert sich die Fremdspannung nur in einer Amplitudenmodulation der Zerhacker - Ausgangsspannung. Durch ein Glättungsglied nach der abschließenden Wiedergleichrichtung läßt sich diese völlig unterdrücken, sofern nicht die Störspannung so groß ist, daß der Verstärker übersteuert wird. Dazu müßte aber ihre Amplitude ein Mehrfaches des Nutzsignals betragen.

Die Frage, ob die Ansteuerung rechteckig oder sinusförmig erfolgen soll, klärt sich mit diesen Überlegungen fast von selbst. Als einfacher und betriebssicherer Oszillator ist der astabile Multivibrator kaum zu übertreffen. Er ist gegen äußere Einflüsse, wie Temperatur- und Speisespannungsschwankungen, sowie gegen Streuungen der Transistorparameter unempfindlich. Außerdem ist bei der Gegentaktschaltung eine rechteckförmige Steuerspannung dadurch von Vorteil, daß die Kennwerte der Transistoren nur in einem Betriebspunkt, nämlich dem der maximalen Aussteuerung, gleich zu sein brauchen. Der Bereich zwischen gesperrtem und durchgesteuertem Zustand wird schnell durchfahren. Die Störsignale, die entstehen, wenn in diesem Bereich die Kennwerte voneinander abweichen, lassen sich völlig unterdrücken, wenn man die obere Grenzfrequenz des Verstärkers so niedrig legt, daß die Flankensteilheit der Rechteckspannung merklich geringer wird.

Der Verstärker bietet keine großen Probleme. Er kann als Niederfrequenzverstärker ausgelegt werden mit der besonderen Erleichterung, daß er nur eine relativ geringe Bandbreite zu haben braucht, bei einer Zerhackerfrequenz von 1 kHz, z. B. 500 Hz bis 5 kHz. Um eine Dachschräge der Rechteckspannung zu vermeiden, sollte die untere Grenzfrequenz etwas niedriger sein als die Zerhackerfrequenz. Selbstverständlich muß der Verstärker so temperaturstabil sein, daß die Änderung der Verstärkung mit der Temperatur vernachlässigbar bleibt. Ist eine Trennung der Potentiale zwischen Eingang und Ausgang erforderlich, so muß der Zerhacker durch Transformatoren von der übrigen Schaltung getrennt werden. Da diese aber wegen der erforderlichen guten Abschirmung teuer sind, wird man sie nach Möglichkeit vermeiden.

Im allgemeinen wird man verlangen, daß das Ausgangssignal wieder eine Gleichspannung ist, die von der Eingangsspannung möglichst linear abhängt. Die letzte Stufe des Gerätes muß also ein Gleichrichter sein. Die einfachsten Möglichkeiten sind Spitzenwert-Gleichrichtung oder Mittelwert - Gleichrichtung mit Dioden. Jedoch bringen diese aufgrund der nichtlinearen Gleichrichterkennlinie einen fühlbaren Empfindlichkeitsverlust am Anfang des Meßbereiches. Außerdem wird die Polarität der Eingangsspannung nicht angezeigt. Zweckmäßiger ist eine gesteuerte Gleichrichtung. Eine Schaltung, die den Vorzug hat, keinen Ausgangstransformator zu enthalten, wird anhand von Bild 10 beschrieben.

Es soll nun überlegt werden, bis zu welchen Eingangsspannungen herab der Einsatz von Transistor-Zerhackern zweckmäßig ist. Das hängt ab von dem zulässigen Meßfehler, dessen Wert durch die Restgrößen des Zerhacker-

Transistors und den durch sie verursachten Nullpunktfehler gegeben ist. Bei diesen Fehlerbetrachtungen wurden die Eigenschaften des Wechselstromverstärkers nicht berücksichtigt, da dieser so ausgelegt werden kann, daß sein Temperaturfehler gegen den des Zerhackers vernachlässigbar klein ist.

Beim Eintaktzerhacker kann man den durch eine konstante Restspannung verursachten Nullpunktfehler kompensieren, indem man einen passenden Teil der Antriebsspannung in der richtigen Phasenlage in den Verstärker einkoppelt. Ein Nullpunktfehler entsteht dann nur noch durch den Teilbetrag der Restspannung, um den diese sich innerhalb des vorgesehenen Temperaturbereiches ändert, und durch den Reststrom. Das folgende Beispiel soll den Berechnungsgang erläutern. Mit dem untersuchten Transistor OC 304/2 soll ein Zerhackerverstärker aufgebaut werden. Die Kompensation sei so eingestellt, daß der Nullpunktfehler bei 20° C Null ist. Als Temperaturbereich sei 10° C bis 30° C verlangt. Bei Spannungssteuerung mit $-U_{BE} = 0{,}2$ V ändert sich nach Bild 6 die Restspannung bei diesem Temperaturintervall um $\pm$ 0,05 mV. Nach Bild 8 ändert sich der Reststrom im gleichen Bereich um + 0,5 bzw. − 0,4 μA. Der Restwiderstand ist etwa 2 Ω. Werden Restspannung und Reststrom in ihre konstanten (Index 0) und veränderlichen ($\triangle$) Bestandteile aufgelöst, so wird aus Formel (3)

$$\triangle u' = \frac{U_{r0}}{1 + \frac{R_r}{R_v}} + I_{r0} \cdot R_v + \frac{\triangle U_r}{1 + \frac{R_r}{R_v}} + \triangle I_r \cdot R_v \quad (8)$$

Die ersten beiden Summanden sind kompensiert, also unwirksam. Die letzten beiden stellen den temperaturabhängigen Nullpunktfehler dar. Wird R_v zu 100 Ω vorgegeben, so wird mit $\triangle U_r$ = 0,05 mV, $\triangle I_r$ = 0,5 μA und R_r = 2 Ω der größtmögliche Nullpunktfehler

$$\triangle u' = 0{,}1 \text{ mV}$$

Bei den gewählten Werten wird die Empfindlichkeit nach Gleichung (2)

$$E = 0{,}98$$

Somit entspricht die Störspannung einer Eingangsspannung von etwa 0,1 mV. Wird ein maximaler Nullpunktfehler von 1 % bezogen auf den Meßbereichendwert zugelassen, so ist der kleinstmögliche Meßbereich 0 . . . 10 mV.

Läßt man nochmals den gleichen Fehler für die Empfindlichkeit zu, so darf der Wert von R_v zwischen 100 Ω und 70 Ω schwanken. Denn es ist

bei R_v = 100 Ω E = 0,98
bei R_v = 70 Ω E = 0,97

wobei die Differenz einem Fehler von rund 1 % entspricht. Es wäre also zweckmäßig, den Zusatzwiderstand R_z zu 70 Ω zu wählen, dann könnten für den Geber-Innenwiderstand Werte zwischen 0 und 30 Ω zugelassen werden.
Vergleichsweise ergibt sich für den Silizium-Transistor OC 430 im gleichen Temperaturbereich bei Spannungssteuerung mit $-U_{BE}$ = 1 V eine Restspannungsänderung von $\pm$ 0,5 mV und eine Reststromänderung von − 0,06 bzw. + 0,074 nA. Das Glied $\triangle I_r \cdot R_v$ in Gleichung (8) wird bis zu sehr hohen Werten von R_v vernachlässiger klein gegen das Glied

$$\frac{\triangle U_r}{1 + \frac{R_r}{R_v}}$$

dessen Wert für hohe Werte von R_v gegen $\triangle U_r$ geht Es bleibt die Restspannung allein wirksam, und es ist

$$\triangle u' \approx \triangle U_r$$

Da für hohe Widerstände R_v die Empfindlichkeit ebenfalls gegen 1 geht, kann man also bei einem zulässigen prozentualen Fehler von $\pm$ 1 % einen Meßbereich von 50 mV vorsehen. Der Widerstand R_v dürfte, selbst wenn man einen Reststromfehler von nur 0,1 % = 50 μV zuläßt, einen Wert von 500 kΩ annehmen. Jedoch ist zu beachten, daß die benutzten Gleichungen nur unter der Annahme gelten, daß der Eingangswiderstand des Wechselstromverstärkers groß ist gegen R_v. Ist das nicht der Fall, geht die Empfindlichkeit stark zurück, da im gesperrten Zustand des Transistors nicht mehr die Meßspannung, sondern nur noch ein dem Teilerverhältnis von R_v und R_E entsprechender Teil derselben am Verstärkereingang auftritt.

Für den Gegentaktzerhacker ist maßgebend, wie genau die Forderung nach gleichem Verhalten beider Transistoren im betrachteten Temperaturbereich erfüllt ist. Der Temperaturkoeffizient von Restspannung und Reststrom ist nahezu unabhängig vom absoluten Wert, so daß man annehmen kann, daß zwei Transistoren, die bei 20° C gleiche Restgrößen haben, sich bei z. B. 30° C noch nicht sehr unterscheiden. Nach Gleichung (4) wird der Nullpunktfehler bei unterschiedlichen Restgrößen I_r und U_r

$$\triangle u' = U_{r2} - U_{r1} + (I_{r2} - I_{r1}) \cdot R_r$$

wenn zur Vereinfachung R_{r1} = R_{r2} und R_i = 0 angenommen werden. Da R_r immer sehr klein ist, geht eine Verschiedenartigkeit der Restströme nur wenig, der Unterschied in den Restspannungen jedoch in voller Größe in die Messung ein, so daß die Anwendung der Gegentaktschaltung nur dann sinnvoll ist, wenn die Transistoren so ausgesucht werden, daß im vorgesehenen Temperaturbereich der Unterschied ihrer Restspannungen überall kleiner ist als n % des Meßbereichendwertes, wobei n der zulässige Meßfehler ist.

Soll also z. B. ein Meßbereich von 1 mV mit einem zulässigen Meßfehler von 5 % realisiert werden, müssen die Transistoren so ausgesucht werden, daß sich im gesamten Temperaturbereich die Restspannungen im Punkt der vorgesehenen Aussteuerung um weniger als 50 μV unterscheiden.

Beschreibung zweier ausgeführter Gleichstromverstärker nach dem Zerhackerprinzip

Im Bild 10 ist eine Schaltung dargestellt, die einen Meßbereichendwert von $\pm$ 10 mV hat. Die Ausgangsspannung beträgt dann $\pm$ 1 V an 1 kΩ. Die Schaltung enthält einen Eintakt-Zerhacker mit dem Transistor OC 304/2, einen dreistufigen Wechselspannungs-Verstärker, eine Schaltung zur phasenrichtigen Gleichrichtung und einen Steuermultivibrator mit der Frequenz 1 kHz. Der Wechselspannungsverstärker ist zur Erhöhung der Stabilität stark gegengekoppelt. Der Kollektorwiderstand der ersten Stufe ist kapazitiv überbrückt, wodurch die obere Grenzfrequenz auf etwa 6 kHz festgelegt ist. Die untere Grenzfrequenz beträgt etwa 400 Hz. In den Gegenkopplungszweig der ersten Stufe wird ein Teil der Steuerspannung zur Kompensation des Nullpunktfehlers eingekoppelt.

Zur phasenrichtigen Gleichrichtung dient eine aus zwei Transistoren und zwei Widerständen bestehende Brückenschaltung. Die beiden Transistoren werden vom Steuermultivibrator abwechselnd durchgesteuert. Bei der Meßspannung Null gibt der Verstärker kein Signal ab, und die Eingangsspannung der Gleichrichterschaltung ist die am Emitterwiderstand des OC 308 abfallende Gleichspannung. Am Brückenausgang ergibt sich eine Rechteckspannung ohne Gleichstromglied. Wenn eine Meßspannung anliegt, liefert der Verstärker eine Rechteckspannung, deren Phasenlage zur Steuerspannung von der Polarität und deren Amplitude von der Größe der Meßspannung abhängt. Jetzt enthält die Ausgangsspannung der Brücke ein Gleichstromglied, dessen Polarität und Größe in der gewünschten Weise von der Meßspannung abhängt. Der Wechselstromanteil der Ausgangsspannung wird durch einen Kondensator verringert.

Bei der ersten Inbetriebnahme führt man folgende Eichungen durch:
Der Zerhacker wird am Punkt a von der übrigen Schaltung getrennt. Außerdem ist die Kompensation abzutrennen.

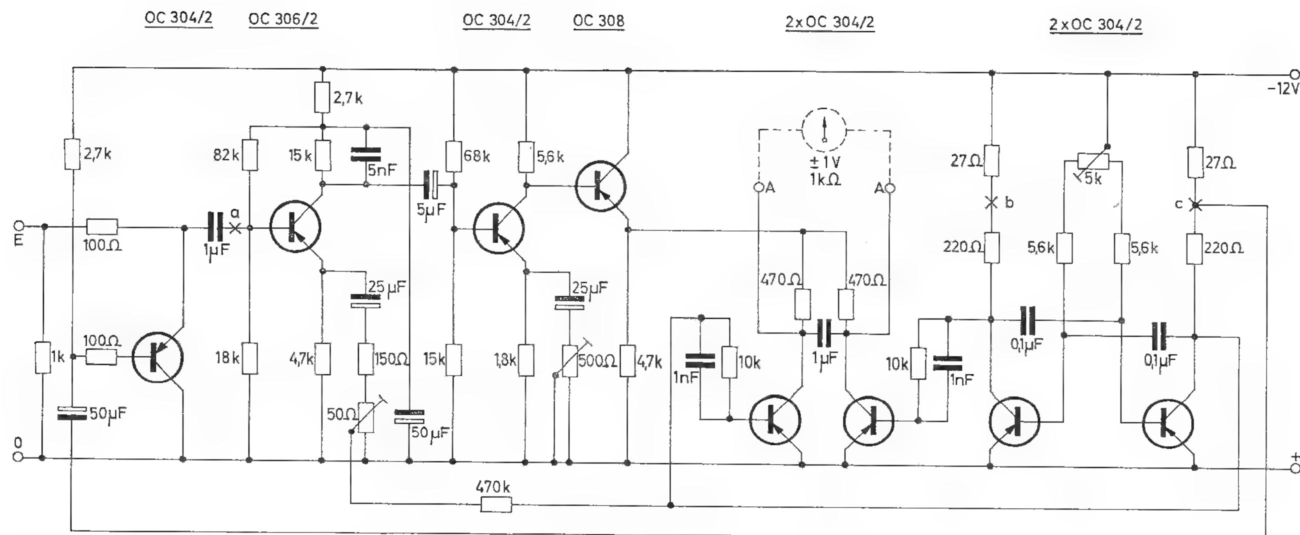


Bild 10: Schaltung eines Zerhackerverstärkers für einen Meßbereich von ± 10 mV

Nun stellt man die Rechtecksymmetrie am 5 kΩ-Potentiometer so ein, daß die Ausgangsspannung zu Null wird. Zerhacker und Kompensation werden wieder angeschlossen. Das 50 Ω-Potentiometer stellt man so ein, daß bei kurzgeschlossenem Eingang die Ausgangsspannung zu Null wird. Am 500 Ω-Potentiometer stellt man die gewünschte Gesamtverstärkung ein.

Am Versuchsaufbau dieser Schaltung wurden Messungen über die Temperaturstabilität durchgeführt. Im Temperaturbereich zwischen 10° C und 40° C betrug die Verschiebung des Nullpunktes ca. 0,1 % pro ° C, und die Gesamtverstärkung änderte sich insgesamt um ca. 0,7 %, jeweils bezogen auf den Meßbereichendwert. Die Messungen erfolgten bei einem Geber-Innenwiderstand von 20 Ω.

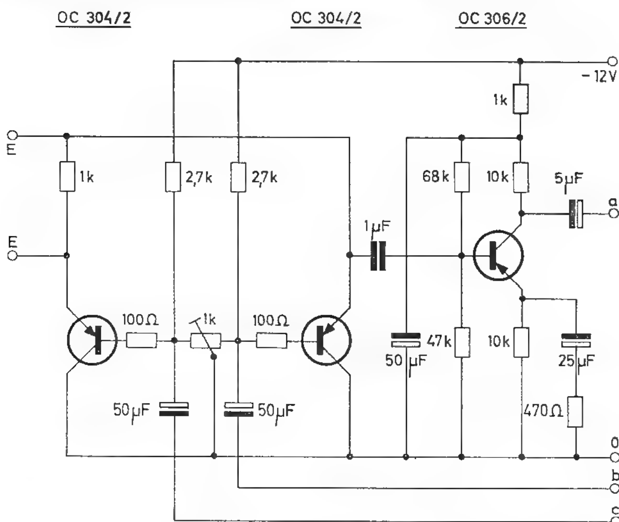


Bild 11: Ergänzung des Verstärkers nach Bild 10 für einen Meßbereich von ± 1 mV

Bild 11 zeigt die Erweiterung der Schaltung von Bild 10 für einen Meßbereichendwert von ± 1 mV durch einen Gegentaktzerhacker und eine weitere Verstärkerstufe. Die Schaltung nach Bild 11 wird an den entsprechenden Punkten mit der Schaltung nach Bild 10 verbunden. Der Eintaktzerhacker und die Restspannungskompensation — 50 Ω-Potentiometer und 470 k Ω-Widerstand — entfallen. Der Nullpunktfehler wird durch Einstellung des 1 kΩ-Potentiometers zwischen den beiden Zerhackertransistoren auf Ausgangsspannung Null bei kurzgeschlossenem Eingang kompensiert. Die anderen Abgleichschritte führt man durch wie bei der Schaltung 10.

Messungen am Versuchsaufbau ergaben im Temperaturbereich zwischen 10° C und 40° C eine Nullpunktverschiebung von 0,2 % pro ° C und einen Verstärkungsfehler von insgesamt 0,8 %, jeweils bezogen auf den Meßbereichendwert. Die beiden im Versuchsaufbau verwendeten Transistoren hatten bei 20° C eine Restspannung 0,06 bzw. 0,068 mV. In Reststrom und Restwiderstand unterschieden sie sich beträchtlich.

Ein Gleichspannungsverstärker mit Silizium-Kapazitätsdioden

Zum Schluß soll kurz eine vom Zerhackerprinzip völlig abweichende Methode der Gleichspannungsverstärkung beschrieben werden.

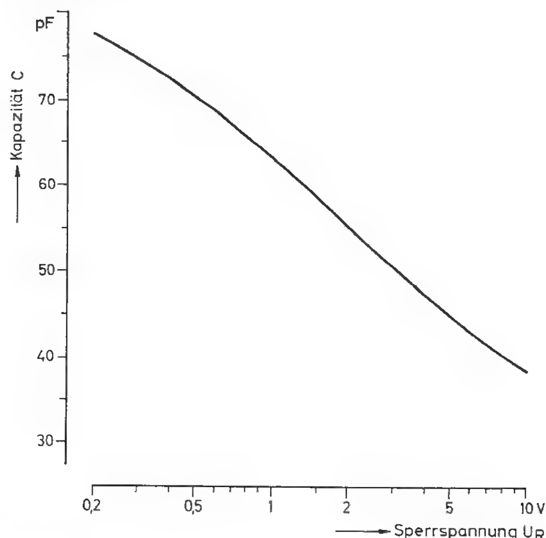


Bild 12: Sperrschichtkapazität einer Silizium-Kapazitätsdiode BA 111 als Funktion der Sperrspannung bei 25° C.

Bild 12 zeigt die Abhängigkeit der Kapazität einer Silizium-Kapazitätsdiode von der angelegten Sperrspannung. Die Kapazitätsdiode läßt sich als ein von einer Gleichspannung steuerbarer Wechselstromwiderstand benutzen. Schaltet man zwei solcher Dioden mit zwei Kondensatoren zu einer Wechselstrom-Brücke zusammen und führt die Meßgleichspannung so zu, daß sie auf beide Dioden die entgegengesetzte Wirkung hat, so ist die Diagonalspannung der Brücke in ihrer Phasenlage zur Treibspannung von der Polarität und in ihrer Amplitude von der

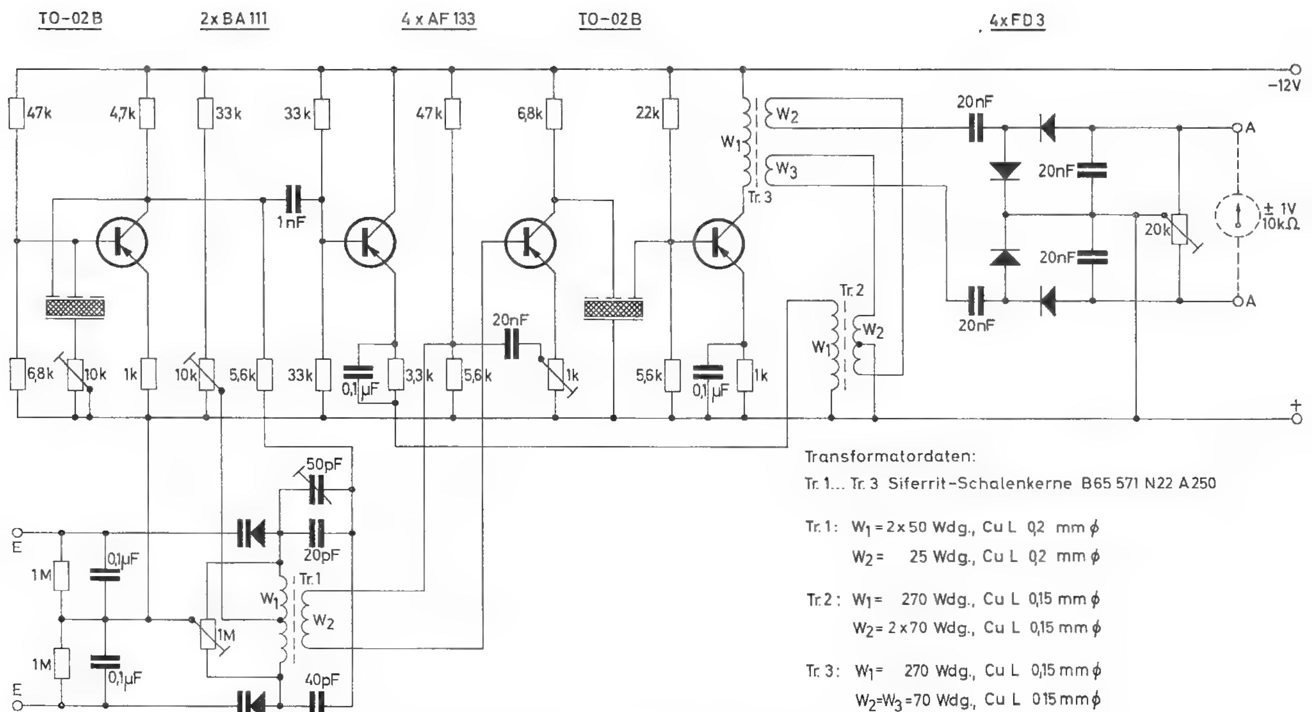


Bild 13: Gleichspannungsverstärker mit 2 MΩ Eingangswiderstand unter Verwendung von Kapazitätsdioden.

Größe der Meßspannung abhängig. Da der Sperrwiderstand der Kapazitätsdioden in der Größenordnung 10^7 Ω liegt, kann die Meßspannung sehr hochohmig zugeführt werden.

Die Dioden müssen nicht unbedingt so ausgesucht werden, daß sie im durch die feste Vorspannung eingestellten Arbeitspunkt die gleiche Kapazität haben. Vielmehr läßt sich auch ein befriedigendes Arbeiten erreichen, wenn die unterschiedliche Kapazität der Dioden im Arbeitspunkt durch Abgleich der Kondensatoren ausgeglichen wird. Es muß aber dafür gesorgt werden, daß beide Dioden zu jedem Zeitpunkt die gleiche Temperatur haben, was z. B. durch ihren Einbau in einen gemeinsamen Kühlkörper erzielt werden kann.

Bild 13 zeigt die prinzipielle Schaltung eines nach diesem Prinzip aufgebauten Gleichspannungsverstärkers. Die Brückenschaltung besteht aus zwei Kapazitätsdioden BA 111 und zwei Kondensatoren, von denen einer abgleichbar ist. Der nachfolgende zweistufige Resonanzverstärker ist über einen Transformator optimal an die Brücke angepaßt. Über die Mittelanzapfung der Primärwicklung wird die Vorspannung für die Kapazitätsdioden zugeführt. Je niedriger diese ist, um so größer ist die Steilheit der Funktion C = f (U) und somit auch die Empfindlichkeit. Andererseits muß die Treibspannung der Brücke so klein sein, daß sich in keinem Zeitpunkt die Spannung an den Dioden umkehrt. Die Amplitude der Treibspannung muß kleiner sein als die Differenz von Vorspannung und halber Meßgleichspannung. Bei zu kleiner Amplitude wird wiederum ein zu hoher Aufwand im Verstärker erforderlich. Als günstiger Kompromiß hat sich ein Wert von etwa 1 V eff für die Treibspannung erwiesen. Zum Ausgleich unterschiedlicher Güte in beiden Brückenzweigen dient ein Potentiometer, das so abzugleichen ist, daß die Diagonalspannung der Brücke bei offenem Eingang zu Null wird.

Ein einstufiger Oszillator mit einem piezoelektrischen Keramikfilter (Transfilter) als frequenzbestimmendes Glied liefert die Treibspannung für die Brücke und über eine Impedanzwandlerstufe die Hilfsspannung für die gesteuerte Gleichrichtung. Die verstärkte Brückenausgangsspannung und die Hilfsspannung werden je einem Transformator mit zwei Sekundärwicklungen zugeführt. Je eine Sekundärwicklung des einen Transformators ist so mit einer des anderen in Reihe geschaltet, daß im einen Strang Meß- und Vergleichsspannung in Phase und im anderen in Gegenphase sind. Die Summenspannungen werden in Spannungsverdopplerschaltungen gleichgerichtet und voneinander subtrahiert. Ist die Meßspannung Null, so entsteht in beiden Strängen die gleiche Spannung, und die Ausgangsspannung ist ebenfalls Null. Sobald eine Meßspannung auftritt, wird eine der beiden Gleichspannungen größer und die andere kleiner, und die Differenz ist in Polarität und Größe ein Maß für Phasenlage und Amplitude der Brückenausgangsspannung und damit für die Polarität und die Höhe der Eingangsgleichspannung.

Die dargestellte Schaltung hat einen Eingangswiderstand von 2 MΩ. Sie liefert für 50 mV Eingangsspannung eine Ausgangsspannung von 1 V an 10 kΩ. Läßt sich auch mit dieser Schaltung die Empfindlichkeit der oben beschriebenen Zerhackerverstärker nicht erreichen, so ist sie doch wegen des hohen Eingangswiderstandes für manche Zwecke interessant.

Literatur

1) W. Weißer: Anwendung des Ringmodulators zur phasenrichtigen Gleichrichtung, Elektronik 1959, Heft 4, Seite 114
2) A. Billoti: Meßzerhacker mit Transistoren, Radio Mentor 1959, Heft 10, Seite 792
3) E. Schöninger: Verstärkung kleiner Gleichspannungen mit Hilfe des Transistor-Meßzerhackers, Radio Mentor 1960, Heft 1, Seite 46
4) Meyer-Brötz: Modulatoren zur Umsetzung sehr kleiner Gleichspannungen in Wechselspannungen, Elektronik 1960, Heft 2, Seite 59
5) Deutsches Gebrauchsmuster Nr. 1.811.887
6) Französisches Patent Nr. 1.270.461
7) Englisches Patent Nr. 886.153

 INTERMETALL **Sonderdruck**

17
1963

Dieter Just

Neue Entwicklungen auf dem Gebiet der Transistor-Technologie

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Neue Entwicklungen auf dem Gebiet der Transistor-Technologie *

von Dr. Dieter Just, INTERMETALL GmbH

*) Sonderdruck aus der Zeitschrift für Instrumentenkunde 1962, Heft 6

Das allseitige lebhafte Interesse an elektronischen Bauelementen hat in den letzten Jahren auch die Transistortechnologie stark beeinflußt. Während man in den Gründerjahren der Halbleiterindustrie lernen mußte, die Eigenschaften von Germanium und Silizium physikalisch zu verstehen und gezielt zu beeinflussen, geht es heute darum, den wachsenden Bedarf an billigen und zuverlässigen Bauelementen zu befriedigen. Die bisherigen Erfolge bei der Verwendung von Transistoren, die auf vielen Gebieten der Nachrichtentechnik und Elektronik erhebliche Vorteile gegenüber der klassischen Röhre aufweisen, führen zu steigenden Anstrengungen der Anwender, die sich ihrerseits qualitativ und quantitativ wieder in erhöhten Anforderungen an die Hersteller niederschlagen. Der konventionell legierte Standardtransistor genügt nicht mehr. Leistungsfähigere Bauelemente werden gefordert. Diese Entwicklung führt zu neuen Typen und damit zu neuen Herstellungsverfahren.

Auch wenn hier verständlicherweise die Technologie ihr endgültiges Stadium noch nicht erreicht hat, so ist doch ein Einblick in den derzeitigen Stand der Dinge interessant.

Aus den Datenblättern der Hersteller lassen sich ganz allgemein über Material, prinzipiellen Aufbau und Verwendungszweck der angebotenen Transistoren die für den Anwender wichtigen Kenngrößen entnehmen. Seit 1959 bemüht man sich in Europa um einheitliche Typenbezeichnungen: Halbleiterbauelemente für die Unterhaltungstechnik sind durch 2 Buchstaben und 3 Ziffern gekennzeichnet, Halbleiterbauelemente für die kommerzielle Technik durch 3 Buchstaben und 2 Ziffern. Der erste Buchstabe dient zur Angabe des prinzipiellen Aufbaus, der zweite Buchstabe weist auf das Anwendungsgebiet hin.

Den Aufbau eines handelsüblichen Germanium-pnp-Transistors (OC- bzw. AC-Typ) für den Tonfrequenzbereich zeigt Bild 1.

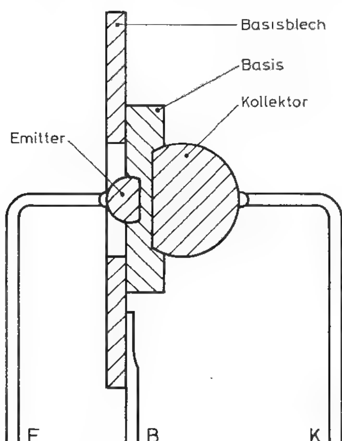


Bild 1: Germanium-pnp-Transistor

Die Herstellung eines derartigen „Standard-Transistors" sei einleitend kurz skizziert. Der im Vakuum „gezogene", mit Antimon dotierte Germanium-Einkristall wird in Scheiben zersägt, die anschließend planparallel geschliffen („geläppt") werden. Die so hergestellten, infolge des Antimongehalts n-leitenden Germaniumplatten zerlegt man nun durch Ritzen und Brechen oder durch Stanzen mit Ultraschall in kleine Plättchen. Nach erfolgtem Ätzen in einem Flußsäure-Salpetersäure-Gemisch wird im nächsten Arbeitsgang unter Verwendung einer geeigneten Graphitform jedes Plättchen an das Basisblech angelötet. Bei dieser Wärmebehandlung in Schutzgasatmosphäre legieren die ebenfalls in die Form eingelegten Emitter- und Kollektorpillen, die zur p-Dotierung z. B. Indium enthalten, auf den gegenüberliegenden Seitenflächen des Basisplättchens ein. Die Rekristallisationszonen unter beiden Kügelchen werden durch Einbau des dreiwertigen Elements p-leitend. Der Germaniumkristall hat nunmehr die gewünschte pnp-Schichtenfolge mit den beiden pn-Übergängen zwischen Emitter und Basis einerseits und Basis und Kollektor andererseits. Vor oder nach dem anschließenden Einbau des Transistors in das Gehäuse wird erneut geätzt, um eine saubere Oberfläche zu erhalten. Das Basisblech ist meist am entsprechenden Sockelstift angeschweißt, während Emitter und Kollektor durch angelötete Metalldrähte an die Gehäusedurchführungen kontaktiert werden. Bei Leistungstransistoren ist zur guten Wärmeableitung im allgemeinen die Kollektorpille direkt auf den Sockel gelötet, während Basis und Emitter über Metalldrähte mit den Sockelstiften verbunden sind. Im Anschluß an den Fertigungsprozeß werden die Transistoren Stück für Stück auf ihre elektrischen Eigenschaften geprüft und sortiert. Hierzu verwendet man in immer größerem Umfang Automaten, die selbsttätig die Transistorkenngrößen messen und das sinnvoll kombinierte Meßergebnis der Sortierung zugrundelegen.

Derartige Legierungsverfahren sind heute technologisch sehr weit entwickelt und gestatten die Herstellung großer Stückzahlen preiswerter Transistoren für das Niederfrequenzgebiet. Die gegenwärtige Entwicklung beschäftigt sich daher im wesentlichen mit Transistoren aus Germanium und Sizilium für hohe und höchste Frequenzen, wobei gute Verstärkungs- und Schalteigenschaften ebenso angestrebt werden wie hohe Leistungsdaten.

Den ersten Schritt zu höheren Frequenzen bilden die sogenannten Drifttransistoren. Diese unterscheiden sich von den Standardtransistoren zunächst dadurch, daß die im allgemeinen n-leitende Basiszone auf dem Diffusionswege hergestellt wird. Man erhält auf diese Weise einen Konzentrationsgradienten der Donatoren: am Emitter-pn-Übergang herrscht eine höhere Antimonkonzentration als am Kollektor-pn-Übergang. Diese asymmetrische Verteilung der Dotierungssubstanz in der Basis erzeugt ein elektrisches Feld („Driftfeld"), das beim Transistorbetrieb den Diffusionsvorgang der vom Emitter injizierten Minoritäten beschleunigt („field enhanced diffusion"), so daß deren Laufzeit durch die Basis kleiner wird. Ein weiterer Vorteil der inhomogenen Basisdotierung besteht darin, daß man gleichzeitig eine Verringerung des Basisbahnwiderstandes und eine Erhöhung der Kollektorabbruchspannung erreicht. Wird zusätzlich noch für eine möglichst dünne Basis gesorgt, so kann man Laufzeit-Grenzfrequenzen der Minoritäten erhalten, die weit im Gigahertz-Bereich liegen. Ein Transistor mit Driftfeld, nach dem üblichen Legierungsverfahren hergestellt, ist zum Beispiel der „postalloy diffused transistor" (P. A. D. T.) aus Germanium, den Bild 2 zeigt.

Zur Herstellung des P. A. D. T. wird aus der Gasphase Antimon in homogen p-dotiertes Germanium bei 750-800° C etwa 10 μ ($1 \mu = 10^{-4}$ cm $= {}^{1}/_{25}$ mil) tief eindiffundiert. Der Kristall (etwa $500 \times 500 \mu$) wird anschließend in eine Graphitform eingelegt, die in Vertiefungen nebeneinander die Emitterpille (mit Indium und einer geringen Menge Antimon) und die Basispille (mit Antimon) enthält. Durch Erhitzen legieren beide Kügelchen ein. Aus den Rekristallisationszonen („regrown-Schichten") diffundieren gleichzeitig die vorhandenen Donatoren in den Kristall, während die Diffusionskoeffizienten der Akzeptoren in Germanium bei den infrage kommenden Temperaturen um mehrere

Größenordnungen kleiner sind. Das aus der Ermitterschicht ausdiffundierende Antimon erzeugt dabei die inhomogen dotierte Basis, die auf Grund der ersten Antimondiffusion niederohmig mit der Basispille verbunden ist. Auf diese Weise erhält man dünne Basiszonen, ohne Gefahr zu laufen, daß der Emitter bis zur Kollektorzone durchlegiert. Anschließend wird der Transistor am Sockel befestigt, kontaktiert, geätzt und verkappt.

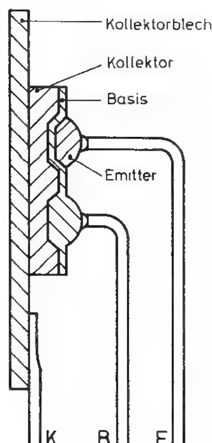


Bild 2: P.A.D.T. (Postalloy diffused transistor)

Theoretische Erwägungen fordern weiterhin für Hochfrequenztransistoren möglichst kleine Geometrien, um frequenzbegrenzende Kapazitäten auszuschalten. Die Verwirklichung dieser Erkenntnis führt zur „Technologie der kleinsten Dimensionen" mit aktiven Transistorbereichen weit unter 100 μ (im angelsächsischen Maßsystem etwa 4 mil) Durchmesser. Zur fertigungstechnischen Beherrschung dieser Dimensionen bezüglich Herstellung und Kontaktierung wurden, zum Teil in Kombination mit dem Mikroskop, neue Apparate entwickelt. Weiterhin rücken chemische und elektrochemische Ätzverfahren zur Formgebung immer mehr in den Vordergrund. Ätzlösungen für Germanium und Silizium bestehen meist aus einem Oxydationsmittel (Salpetersäure, Perhydrol), Flußsäure und einem Verdünnungsmittel (Wasser, Alkohol, Eisessig). Alkalische Ätzlösungen und Komplexbildner spielen insbesondere zur Reinigung der Oberfläche eine wichtige Rolle.

Ausgehend von den beim „surface barrier transistor" gesammelten Erfahrungen wurde die Strahlätztechnik mit Legierungs- und Diffusionsverfahren zum „microalloy diffused transistor" (M. A. D. T.) kombiniert, der in Bild 3 dargestellt ist.

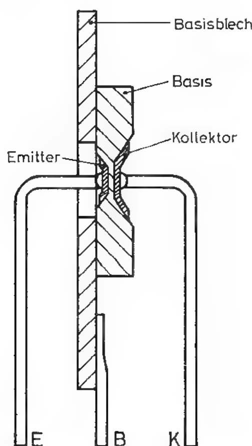


Bild 3: M. A. D. T. (Microalloy diffused transistor)

Von beiden Seiten werden in den Kristall (Anode) auf elektrochemischem Wege mit einem Doppelstrahl („jet etching") kleine Gruben („pits") zur Verringerung der Basisdicke auf etwa 0,5 μ einerseits und Verkleinerung des Kollektorbahnwiderstandes andererseits eingeätzt. Durch Umpolen der Spannung zwischen Kristall und Doppelstrahl plattiert man anschließend beidseitig die p-dotierenden Elektroden auf, die im folgenden Arbeitsgang einlegiert werden. Eine große Schwierigkeit bei der Fertigung des M. A. D. T. besteht darin, die außergewöhnlich dünne Basis mit guter Ausbeute zu reproduzieren.

Ein anderer Weg in das Hochfrequenzgebiet führt über Mesa-Transistoren, deren Aufbau aus Bild 4 hervorgeht.

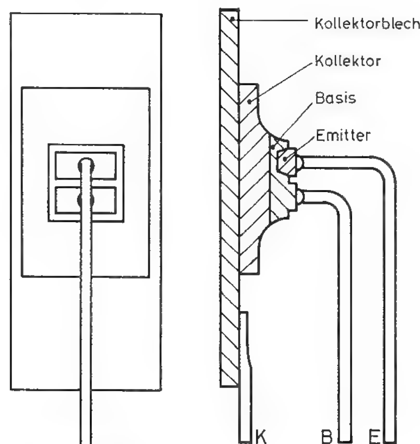


Bild: 4 Mesa-Transistor

Zur Herstellung wird in die polierte Germaniumplatte Arsen oder Antimon als Basisdotierung eindiffundiert. Anschließend wird eine große Zahl von Emittern und Basisanschlüssen durch Masken im Vakuum auf die Platte aufgedampft und einlegiert. Auf diese Weise entstehen in Abständen von 0,5 bis 1 mm etwa 1000 pnp-Strukturen. Jede dieser kleinen Flächenstrukturen (100 × 100 μ) wird nun mit säurebeständigem Lack oder Wachs abgedeckt. Die Zwischenräume bleiben ohne Schutzschicht und werden zur Erzeugung der Mesa („Tafelberg") in einem geeigneten Säuregemisch etwa 10 μ tief ausgeätzt. Der aktive Transistor erhält dadurch die gewünschte Flächenbegrenzung. Zuletzt zerlegt man die Halbleiterplatte in 1000 einzelne Kristalle von 0,3 bis 1 mm^2 Größe.

Dieses „Massenverfahren" wird durch eine besondere Maskentechnik ermöglicht. Die Herstellung der benötigten Präzisionsmasken kann erfolgen

a) mechanisch durch Stanzen

b) auf fotolithografischem Wege unter Verwendung lichtempfindlicher Lacke mit anschließender Ätzung (Molybdän- und Tantalmasken für höhere Temperaturen)

c) durch elektrolytische Metallabscheidung auf fotolithografisch hergestellten Negativen (Nickelmasken)

d) durch Elektronenstrahl-Bohrung

e) durch Funkenerosion.

Bei allen Herstellungsverfahren liegen die Schwierigkeiten in der Einhaltung exakter Maße und scharfer Begrenzungen. Eine gute Maske sollte keinen größeren Verzug als etwa $3 \cdot 10^{-4}$ cm auf eine Länge von 3 cm besitzen. Die Randunschärfe darf auch nur einige μ betragen, da die Löcher oft nicht breiter als 20 μ sind. Derartige Masken werden so auf die Kristallplatte justiert, daß durch die Maskenlöcher z. B. Emitter und Basisanschluß gezielt im Vakuum aufgedampft werden können.

Das Zerlegen der Halbleiterplatte in die einzelnen Kristalle kann durch Ätzen oder mechanisch durch Ritzen und Brechen bzw. durch Stanzen mit Ultraschall erfolgen.

Nach dem Legieren jedes einzelnen Kristalls auf ein Kollektorblech (1 × 2 mm) müssen Emitter und Basis an die Sockelstifte des Transistorgehäuses kontaktiert werden. Das konventionelle Lötverfahren ist bei den kleinen Flächen der Hochfrequenztransistoren nicht mehr durchführbar. Man verwendet deswegen die sogenannte „Thermocompression"-Kontaktierung. Ein feiner Golddraht (15-30 μ Durchmesser) wird mit Hilfe von Mikromanipulatoren über die Kontaktstellen geführt und mit einer Spitze oder Schneide bei 280-320 ° C unter Schutzgas angepreßt.

Bei einem modifizierten Verfahren ähnlichen Prinzips ist die Spitze zentral mit einer Bohrung versehen, durch die der Golddraht geführt ist. Dieser wird vor dem Aufpressen mit einer spitzen Flamme zu einer Kugel geschmolzen („nailhead bonding").

Wie bei allen bisher gefertigten Transistoren tritt auch beim Mesatransistor als zusätzliche Störung auf, daß sowohl der Emitter-Basis- als auch der Basis-Kollektor-pn-Übergang der umgebenden Atmosphäre ausgesetzt ist, wodurch die elektrischen Eigenschaften ungünstig beeinflußt werden können. Die Suche nach einem dauerhaften Oberflächenschutz führte über bisher wenig erfolgreiche Kunststoffabdeckungen zu den Planartransistoren, Bild 5.

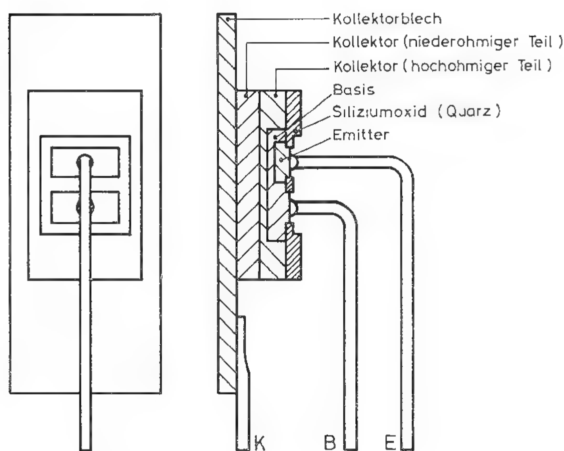


Bild 5: Planartransistor

Die Planarstruktur ist prinzipiell eine in den Kristall versenkte Mesastruktur. Das Herstellungsverfahren weist z.B. im Falle eines Silizium-npn-Transistors folgende Schritte auf:

1. Oxydation der Siliziumplatte mit Wasserdampf oder Sauerstoff bei 800–1300° C
2. fotolithografische Ätzung der Basis-„Fenster"
3. Erzeugung der p-leitenden Basis durch Diffusion von Bor, das nur in die „Fenster" diffundiert, da die anderen Stellen der Platte mit der maskierenden Quarzschicht bedeckt sind
4. zweite Oxydation und Ätzung der Emitter-„Fenster"
5. Phosphordiffusion aus der Gasphase zur Erzeugung der n-leitenden Emitter, wobei sich auf der gesamten Platte ein glasartiger Überzug bildet
6. fotolithografische Ätzung je eines „Fensters" auf Emitter und Basis zur Kontaktierung
7. Plattierung von Emitter und Basis durch Aufdampfen geeigneter Kontaktmetalle (Gold, Nickel, Aluminium)
8. Zerlegung der Platte in Einzelkristalle
9. Befestigung des Kristalls am Sockel durch Anlegieren des Kollektors
10. Kontaktieren von Basis und Emitter mit Thermokompression.

Obwohl die Herstellung von Planartransistoren wegen der großen Zahl von Einzelschritten technologisch recht schwierig und störungsanfällig ist, haben Planartypen gegenüber Mesatransistoren erhebliche Vorteile. Die Transistoroberfläche ist durch die Quarzschicht gut geschützt, so daß die elektrischen Eigenschaften hervorragend konstant sind. In Bezug auf die geometrische Gestaltung ergeben sich weiter Vorzüge, da man fast ausschließlich Fotomasken verwenden kann, so daß auch sehr komplizierte Strukturen herstellbar sind. Heute werden bereits Hochfrequenz- und Leistungstransistoren in Planarausführung mit gutem Erfolg produziert.

Bei Germanium-Planar-Transistoren verwendet man ebenfalls eine Siliziumoxidschicht als Oberflächenschutz, die durch thermische Zersetzung bestimmter Silane aufgebracht wird. Im Prinzip ist die Technologie jedoch der von Silizium-Planar-Transistoren analog.

Eine Weiterentwicklung in Richtung auf Höchstfrequenz- und Leistungstransistoren einerseits sowie schnelle Schalter andererseits bilden die sogenannten Epitaxie-Transistoren. Das Epitaxieverfahren ist ein günstiger Kompromiß, um sowohl eine hohe Basis-Kollektor-Abbruchspannung als auch einen geringen Kollektorbahnwiderstand zu erhalten. Auf niederohmiges Silizium oder Germanium läßt man durch thermische Zersetzung der entsprechenden Halogenide eine hochohmige Halbleiterschicht aus der Gasphase einkristallin aufwachsen. In diese hochohmige Epitaxschicht wird anschließend z. B. ein Planartransistor diffundiert.

Im Zusammenhang mit der Planarstruktur sind ferner die Mikroschaltungen bemerkenswert. Es handelt sich dabei um komplette Bauteile aus mehreren Transistoren, Dioden, Widerständen und Kapazitäten, die durch Diffusions- und Aufdampfverfahren auf ein- und derselben Halbleiterplatte nebeneinander hergestellt werden. Derartige „molecular electronics" oder „solid circuits" sind raumsparend und lassen sich rationell verarbeiten.

Mesa- und Planarstrukturen eignen sich auch zur Herstellung von Leistungstransistoren. Obwohl insbesondere Silizium für Betriebstemperaturen über 100 ° C geeignet ist, spielt bei höheren Strömen die geeignete Wärmeabführung eine wichtige Rolle. Aus diesem Grunde weisen Leistungstransistoren allgemein größere Geometrien auf. Die verwendeten Sockel müssen so konstruiert sein, daß eine gute Wärmeableitung gewährleistet ist. Grundsätzlich ergeben sich jedoch keine neuen Probleme.

Abschließend sei noch auf gegenwärtige Bestrebungen am Transistormarkt hingewiesen, die große Zahl von Typen durch Universaltransistoren zu verringern. Da allerdings die Entwicklung noch beträchtliche Chancen hat, dem Transistor neue Anwendungsgebiete zu erschließen, wird eine Typenbegrenzung vorerst nur in kleinen Bereichen Erfolg haben. Ebensowenig wie es die Universalröhre gibt, läßt es sich vermeiden, das Halbleiterbauelement seinem jeweiligen Verwendungszweck anzupassen.

Im Interesse der fertigungstechnischen Rationalisierung wäre es jedoch wünschenswert, eine Technologie zu besitzen, mit Hilfe derer möglichst alle gewünschten Transistortypen herstellbar sind. In dieser Richtung ergeben sich für den Planartransistor sehr gute Zukunftsaussichten.



INTERMETALL Sonderdruck

18
1963

Albrecht Gerlach

Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten der Zenerdiode

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten der Zenerdiode*

von Dipl.-Phys. Albrecht Gerlach, INTERMETALL GmbH

*) Sonderdruck aus Bulletin des S. E. V. 1962, Heft 25, Seiten 1228....1237

Zusammenfassung

Der Aufsatz gibt einen Überblick über die physikalischen Grundlagen, die Herstellungsverfahren, die elektrischen Eigenschaften, sowie die wichtigsten Anwendungsmöglichkeiten von Zenerdioden.

Physikalische Grundlagen

Die Sperrkennlinien aller Halbleiterdioden zeigen einen ähnlichen Verlauf. Der Strom nimmt mit wachsender Spannung zunächst nur wenig zu. Erst wenn eine bestimmte Grenzspannung überschritten wird, steigt er, besonders bei Silizium-Dioden, sehr rasch auf große Werte an. Zur Aufklärung der physikalischen Vorgänge in diesem Abbruchgebiet haben Arbeiten von Dr. Carl Zener beigetragen, die er vor fast 30 Jahren über Durchbruchserscheinungen am festen Dielektrikum gemacht hat. Deswegen werden Dioden, die für den Betrieb in diesem Abbruchgebiet speziell ausgelegt sind, Zenerdioden genannt, auch wenn, wie das bei Dioden mit größeren Abbruchspannungen der Fall ist, der sog. „Zenereffekt" nicht für den Kennlinienabbruch bestimmend ist, sondern die besonders von Mc Kay aufgestellte Theorie des Lawinendurchbruches.

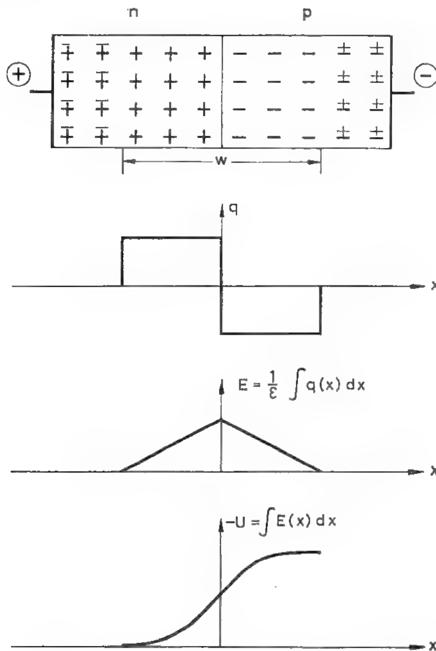


Bild 1: Raumladungsverteilung bei einem in Sperrichtung vorgespannten pn-Übergang

In Bild 1 ist die Verteilung der Störstellen und Ladungsträger in einem pn-Übergang, an dem eine Sperrspannung anliegt, schematisch dargestellt. Die Siliziumatome des Einkristalles sind nicht gezeichnet. Im n-Gebiet symbolisieren die dick gezeichneten Pluszeichen Donatoren, beispielsweise fünfwertige Antimon-Atome. Im p-Gebiet sind die in das Siliziumgitter eingebauten Akzeptoren, beispielsweise dreiwertige Aluminium-Atome, durch dicke Minuszeichen dargestellt. Beide Sorten von Störatomen sind bei Zimmertemperatur praktisch vollkommen ionisiert, d. h. im n-Gebiet sind ungefähr gleich viele frei bewegliche Elektronen (dünne Minuszeichen) vorhanden wie Donatoren. Das gleiche gilt für die im p-Gebiet befindlichen Löcher (dünne Pluszeichen). Unter dem Einfluß einer äußeren in der gezeichneten Weise angelegten Spannung bewegen sich die Löcher in Richtung der Kathode und die Elektronen in Richtung der Anode. Dadurch entsteht in der Nähe der Grenze zwischen dem p- und dem n-Gebiet eine von beweglichen Ladungsträgern freie Zone, und die im Siliziumgitter festliegenden ionisierten Störatome bilden eine Raumladung.

Bei diesem einfachen Modell wurde vernachlässigt, daß es nicht möglich ist, einen so abrupten pn-Übergang, wie gezeichnet, herzustellen. Auch die Grenze der von Ladungsträgern geräumten Zone ist nicht scharf, sondern verwischt, weil die freien Ladungsträger eine thermische Diffusionsbewegung machen. Ferner ist bei normalen Dioden die Konzentration der Donatoren und Akzeptoren verschieden. Schließlich werden von den Siliziumatomen in geringem Umfang Ladungsträger durch thermische Ionisation geliefert. Diese Elektron-Loch-Paare verursachen auch bei niedriger Sperrspannung einen geringen Sperrstrom.

Trotz dieser Vernachlässigungen lassen sich an dem gezeichneten einfachen Modell die elektrischen Vorgänge an der Sperrschicht plausibel machen. Wenn man die von den ionisierten Störstellenatomen erzeugte Raumladungsdichte q über der Ortskoordinate x aufträgt, so erhält man die gezeichnete Rechteck-Verteilung. In größerem Abstand vom pn-Übergang herrscht Gleichgewicht zwischen den ionisierten Störstellenatomen und den frei beweglichen Ladungsträgern, es ist keine Raumladung vorhanden.
Die Feldstärkeverteilung ergibt sich, wenn man über die Raumladungsdichte integriert, die Spannungsverteilung bei nochmaliger Integration.

$$E_{max} = \frac{qw}{2\varepsilon} \qquad (1)$$

$$U_{sp} = \frac{qw^2}{4\varepsilon} \qquad (2)$$

Gleichung (1) gibt die maximale Feldstärke an der Junction an. Darin ist w die Weite der ladungsträgerfreien Zone und ε eine Konstante. Nach Gleichung (2) läßt sich die Sperrspannung zwischen den Grenzen dieser Zone errechnen. Eliminiert man aus beiden Gleichungen die Größe w und ersetzt außerdem die Ladungsträgerdichte q durch den gebräuchlicheren spezifischen Widerstand des Halbleitermaterials ρ, der gleich dem Kehrwert des Produktes aus Ladungsträgerkonzentration bzw. Raumladungsdichte und Trägerbeweglichkeit ist, so erhält man die Gleichung (3) für den Höchstwert der Feldstärke.

$$E_{max} = \sqrt{\frac{U_{sp}}{\varepsilon \mu \rho}} \qquad (3)$$

Man erkennt, daß die Durchbruchsfeldstärke, die bei Silizium etwa 500 kV/cm beträgt, beim Erhöhen der Sperrspannung um so früher erreicht wird, je niederohmiger das zur Herstellung der Zenerdiode verwendete Halbleitermaterial ist. Aus Gleichung (2) ergibt sich, daß die Breite der ladungsträgerfreien Zone mit der angelegten Sperrspannung wächst. Dieser Effekt wird bei den Kapazitäts-Variations-Dioden ausgenützt.

Wegen der erwähnten Vernachlässigungen liefert die Gleichung (3) den Zusammenhang zwischen spezifischem Widerstand des Ausgangsmaterials und der Zenerspannung nicht exakt, sondern sie gibt nur die Tendenz an. In der folgenden Tabelle sind für einige Zenerspannungen die spezifischen Widerstände des Ausgangsmaterials angegeben und außerdem die Breite der ausgeräumten Zone beim Durchbruch.

U_Z (V)	3,5	12	50
ρ (Ω cm)	0,01	0,1	1
w (μ)	0,1	0,6	4

Die Änderungen der Sperrschichtweite ist einer der Gründe dafür, daß der thermisch verursachte Sperrstrom unterhalb der Abbruchspannung mit wachsender Sperrspannung etwas zunimmt. Außerdem tragen zum Anstieg der Sperrkennlinie Oberflächenverunreinigungen bei.

Herstellungsverfahren

Bild 2 zeigt den Aufbau einer legierten Leistungs-Zenerdiode. In das n-Silizium-Plättchen, das entsprechend der gewünschten Abbruchspannung mehr oder weniger stark mit Antimon dotiert ist, wird ein Aluminiumdraht einlegiert. Auf diese Weise bildet sich ein pn-Übergang aus, dessen p-Gebiet von einem sehr niederohmigen Aluminium-Silizium-Eutektikum gebildet wird. Dieses Diodensystem wird auf ein Gold-Antimon-Plättchen auflegiert zur Bildung eines sperrfreien Kontaktes. Dann lötet man das ganze auf den Sockel und schweißt an den Aluminiumdraht ein Stück Kupferlitze an. Um den von Oberflächenstörungen verursachten Sperrstromanteil niedrig zu halten, bedeckt man das System vor dem Aufschweißen der Kappe mit einer Schutzmasse. Als letztes werden Anschlußdrähte an das Gehäuse angelötet.

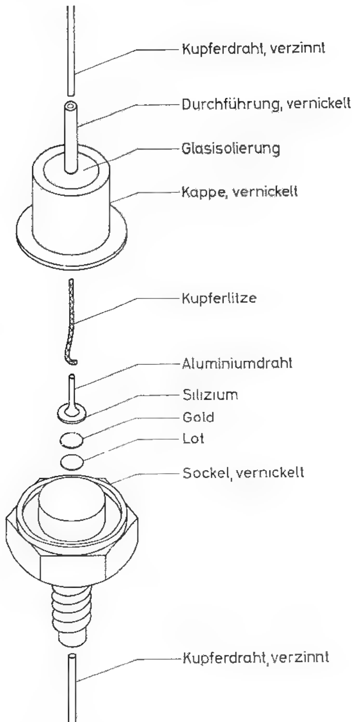


Bild 2: Aufbau einer legierten Zenerdiode

Der äußere Aufbau einer nach dem Diffusionsverfahren hergestellten Diode ist der gleiche. Nur die Sperrschicht wird auf eine andere Weise erzeugt, die in Bild 3 dargestellt ist. In die n-Siliziumplatte von einigen Quadratzentimetern Größe wird nach einer Oberflächenbehandlung Phosphor eindiffundiert, der eine niederohmige n-Schicht erzeugt. Diese erleichtert später das Anbringen eines sperrfreien Kontaktes am Kristall. Die phosphordotierte Schicht wird einseitig abgeläppt. Danach diffundiert man Bor in die freigelegte Kristalloberfläche ein und schafft auf diese Weise einen pn-Übergang. Auf beide Oberflächen des Kristalles wird dann Nickel aufgedampft. Schließlich stanzt man aus der Platte mit Hilfe von Ultraschall-Werkzeugen Teile in der gewünschten Größe aus, und zwar 50 bis 500 Einzelelemente pro Platte.

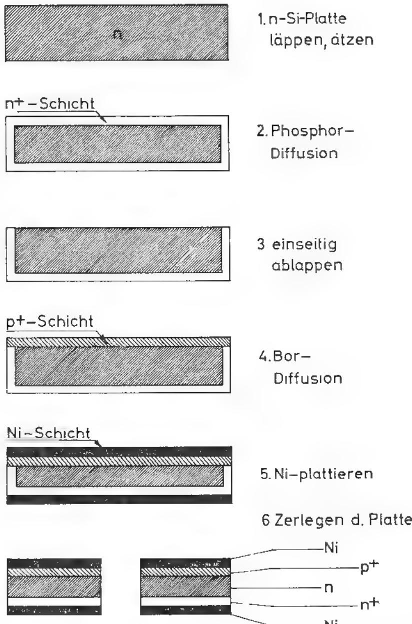


Bild 3: Diffusionsverfahren zur Herstellung von Zenerdioden

Die Vorteile des Diffusionsverfahrens sind, daß sich die Eindringtiefe des Dotierungsmaterials besser beherrschen läßt als beim Legierungsverfahren. Diffundierte Zenerdioden weisen besonders bei höheren Abbruchspannungen niedrige differentielle Widerstände auf.

Elektrische Eigenschaften

Bild 4 zeigt die Abbruchkennlinien von Dioden mit verschiedenen Zenerspannungen bei 25° C (ausgezogen) und bei 100° C (gestrichelt). Man erkennt, daß sich bei Zenerspannungen über 6 V die Abbruchkennlinie bei Temperaturanstieg nach höheren Spannungen verschiebt, während das bei Zenerdioden mit Abbruchspannung unter 5 V umgekehrt ist. Trägt man die Änderung der Zenerspannung mit der Temperatur über der Zenerspannung auf (Bild 5), so erkennt man, daß der Temperaturkoeffizient bei einer Zenerspannung von etwa 5,7 V sein Vorzeichen wechselt.

Wird in ähnlicher Weise der differentielle Widerstand im Abbruchgebiet als Funktion der Zenerspannung dargestellt, erhält man eine Kurve, die um 7 V herum ein deutliches Minimum aufweist (Bild 6). Diese Abhängigkeiten, sowie die Tatsache, daß das sogenannte Knie der Abbruchkennlinie bei Dioden oberhalb der kritischen Zenerspannung von 5,7 V wesentlich schärfer ist als bei Dioden mit geringerer Spannung, läßt darauf schließen, daß bei beiden Diodengruppen verschiedene physikalische Effekte für den Durchbruch verantwortlich sind.

Beim sogenannten Zenereffekt setzt beim Überschreiten einer kritischen Feldstärke eine Feldemission ein. Es werden Valenz-Elektronen der Siliziumatome in das Leitfähigkeitsband gehoben, obwohl ihre Energie niedriger ist als die nach der klassischen Betrachtungsweise erforderliche Ionisationsenergie. Mit den Gleichungen der Quantenmechanik läßt sich jedoch eine gewisse Ionisierungswahrscheinlichkeit ausrechnen. Man spricht davon, daß „der Potentialwall durchtunnelt wird". Die erforderliche Ionisationsenergie nimmt mit steigender Temperatur ab. Des-

halb erhöht sich auch die beschriebene Wahrscheinlichkeit, daß freie Ladungsträger entstehen, mit der Temperatur. Da nur Zenerdioden mit Abbruchspannungen von weniger als 6 V einen negativen Temperaturkoeffizienten zeigen, nimmt man an, daß nur in diesem Bereich der Zenereffekt eine wesentliche Rolle spielt.

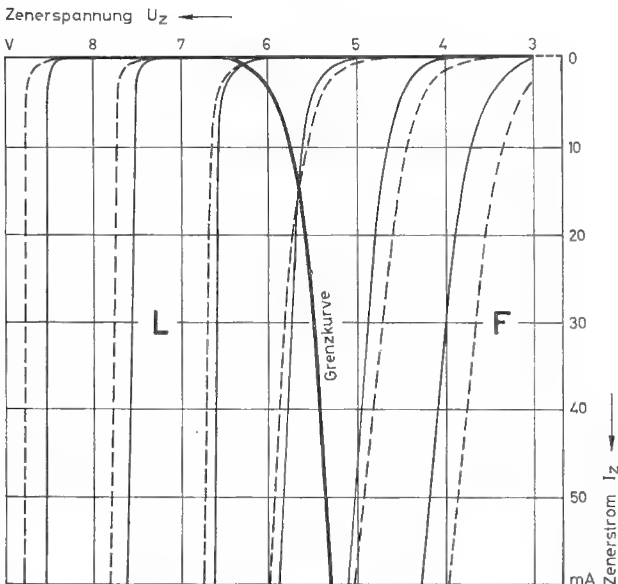


Bild 4: Kennlinien von Zenerdioden verschiedener Spannung im Abbruchgebiet

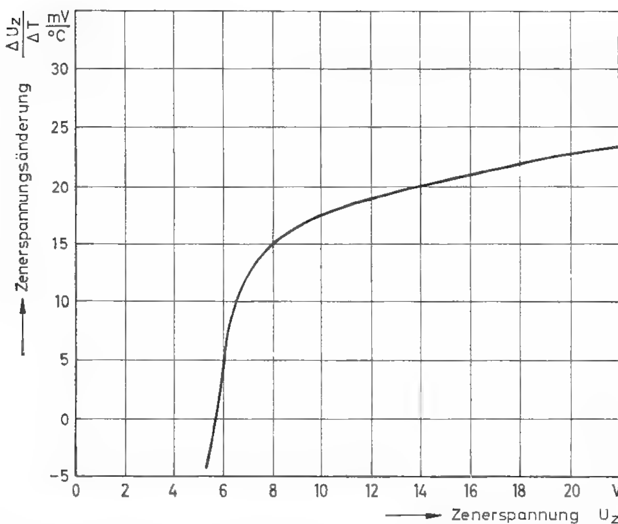


Bild 5: Temperaturabhängigkeit der Zenerspannung bei Dioden mit unterschiedlicher Abbruchspannung

Der positive Temperaturkoeffizient bei höheren Abbruchspannungen läßt darauf schließen, daß hier der sogenannte „Lawinendurchbruch" auftritt. Dieser Vorgang beruht darauf, daß die in der Sperrschicht stets vorhandenen thermisch erzeugten Ladungsträger durch die gegebene Feldstärke soweit beschleunigt werden, daß ihre Bewegungsenergie ausreicht, Siliziumatome zu ionisieren. Die so entstandenen neuen Ladungsträger werden ebenfalls beschleunigt und ionisieren ihrerseits weitere Atome. Es bildet sich eine Kettenreaktion aus. Die Wahrscheinlichkeit, daß dieser Vorgang eintritt, wächst mit der freien Weglänge der Ladungsträger, das ist die Strecke, die ein Ladungsträger im Mittel zurücklegt, ohne mit einem Gitterbaustein zusammenzustoßen. Sie nimmt mit steigender Temperatur wegen der zunehmenden thermischen Bewegung der Gitterbausteine ab. Daraus ergibt sich der positive Temperaturkoeffizient der Zenerspannung beim Lawinendurchbruch. In Bild 4 ist das Gebiet, in dem der Lawinendurchbruch dominiert (L), von dem Bereich, in dem der Zenereffekt wirksam ist, durch eine Grenzkurve abgetrennt. Wenn es darauf ankommt, eine Referenz-Spannungsquelle mit geringer Temperaturabhängigkeit zu schaffen, so empfiehlt es sich, eine Zenerdiode mit einer Abbruchspannung von 5,7 V einzusetzen. Das Bild 7 zeigt die Änderung der Zenerspannung mit der Temperatur bei einer solchen Diode und macht deutlich, daß man durch passende Wahl des Zenerstromes eine verschwindend geringe Änderung der Zenerspannung über einen weiteren Temperaturbereich erhält.

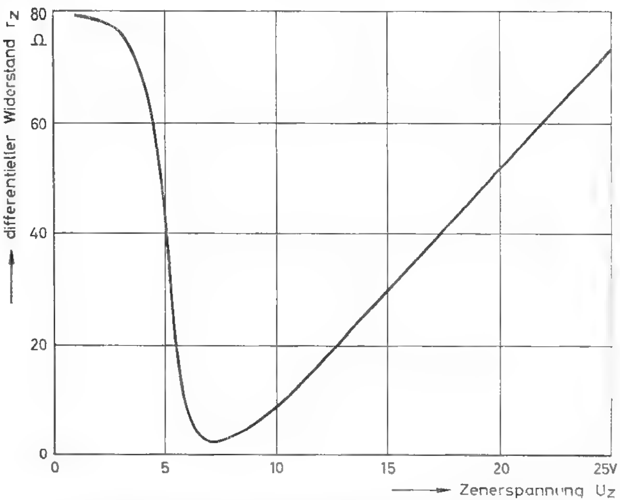


Bild 6: Differentieller Widerstand von Zenerdioden unterschiedlicher Abbruchspannung

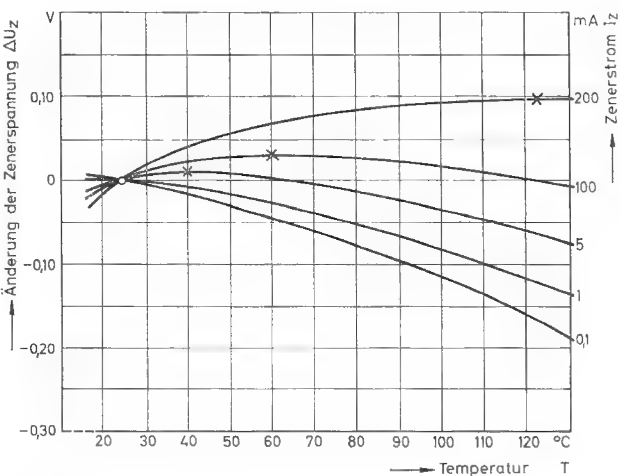


Bild 7: Änderung der Zenerspannung mit der Temperatur bei einer Diode mit einer Abbruchspannung von 5,7 V für verschiedene Zenerströme

In Bild 8 ist die Temperaturabhängigkeit der Zenerspannung von Dioden mit unterschiedlichen Abbruchpunkten über der Temperatur aufgetragen. Man sieht, daß bei höherer Abbruchspannung der Temperaturkoeffizient über einen weiten Bereich konstant ist, während die Dioden mit niedrigerer Abbruchspannung gekrümmte Kennlinien besitzen. Die gestrichelt eingezeichnete Gerade ist die Temperatur-Spannungs-Kennlinie einer in Flußrichtung geschalteten Silizium-Diode.

Für Anwendungen, bei denen eine besonders hohe Temperaturkonstanz der Zenerspannung nötig ist, werden sogenannte Silizium-Referenzelemente hergestellt, bei denen

man die temperaturbedingten Spannungsschwankungen über einen weiten Bereich durch Hintereinanderschalten einer Zenerdiode mit positivem Temperaturkoeffizienten und zweier Dioden in Flußrichtung, die negative Temperaturkoeffizienten besitzen (Bild 9), kompensiert. Die einzelnen Elemente werden mit gutem gegenseitigem Wärmekontakt in einem gemeinsamen Gehäuse montiert.

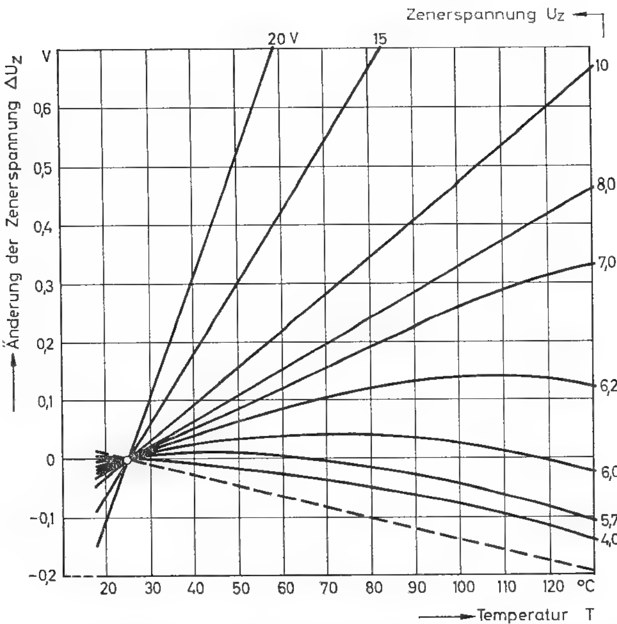


Bild 8: Änderung der Zenerspannung mit der Temperatur bei Dioden mit unterschiedlicher Abbruchspannung

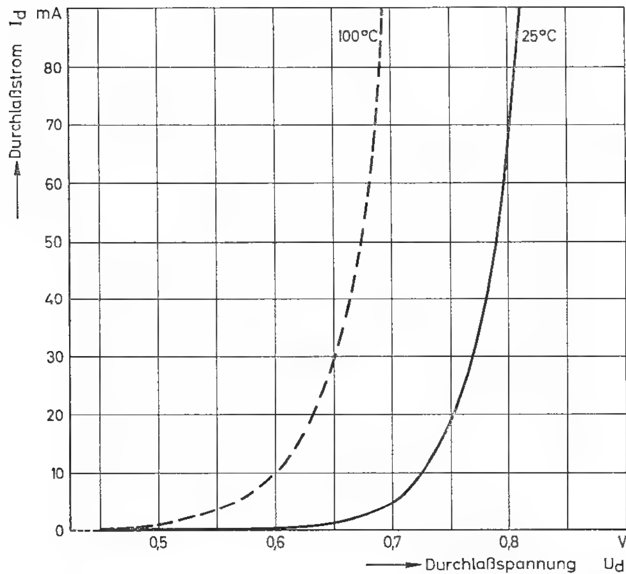


Bild 9: Durchlaßkennlinien einer Zenerdiode bei verschiedenen Temperaturen

An Bild 8 erkennt man, daß sich zum Aufbau eines solchen Referenzelementes die Zenerdioden mit dem an sich niedrigsten Temperaturkoeffizienten wegen der Krümmung ihrer Temperatur-Spannungskennlinie nicht eignen. Die besten Ergebnisse erzielt man vielmehr, wenn eine Zenerdiode mit einer Abbruchspannung von ungefähr 7 V benutzt wird. Da an jeder der in Flußrichtung geschalteten Dioden ca. 0,7 V abfallen, ergibt sich eine Gesamtspannung des Referenzelementes von ungefähr 8,4 V.

Das Bild 10 gibt die Abhängigkeit der Zenerspannung eines Referenzelementes BZY 25 von der Temperatur bei verschiedenen Betriebsströmen an. Für das Element wird zwischen den Temperaturen 0° C und 100° C ein Temperaturkoeffizient kleiner als $\pm$ 10^{-5} / ° C garantiert. Die beiden eingezeichneten Geraden begrenzen den erlaubten Schwankungsbereich. Man sieht, daß wiederum, wie vorher bei Bild 7 beschrieben, durch die Wahl eines passenden Arbeitsstromes in einem begrenzten Temperaturbereich ein wesentlich niedrigerer Temperaturkoeffizient erzielt werden kann als der Garantiewert.

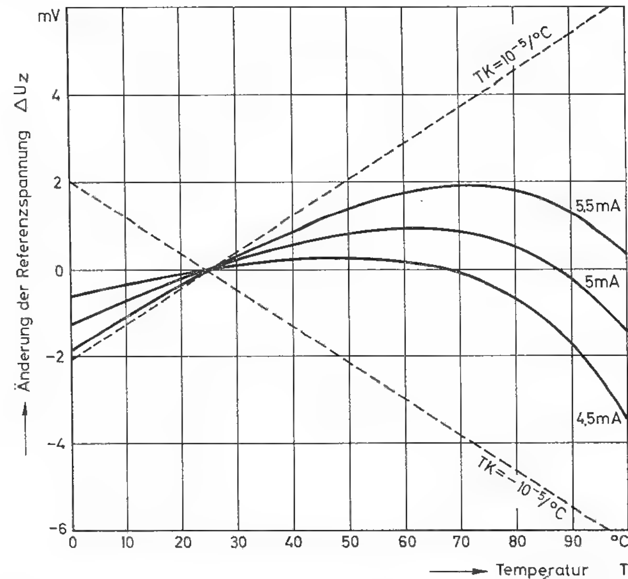


Bild 10: Abhängigkeit der Zenerspannung eines Referenzelementes BZY 25 von der Temperatur bei verschiedenen Betriebsströmen

Da beim Referenzelement in der Zenerdiode eine größere Verlustleistung umgesetzt wird als in den Fluß-Dioden, übersteigt unmittelbar nach dem Einschalten die Referenzspannung zunächst den Nennwert, der erst nach ca. 3 Minuten erreicht wird, wenn innerhalb des Elementes Temperatur-Gleichgewicht herrscht (siehe Bild 11).

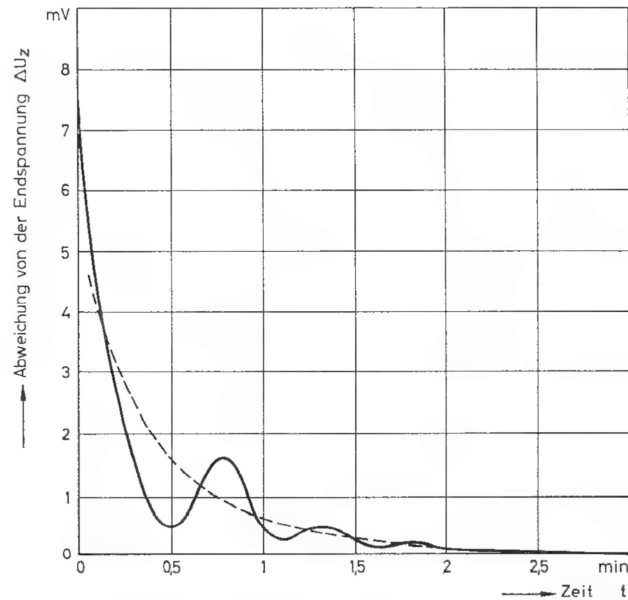


Bild 11: Zeitliche Spannungsänderung eines Referenzelementes nach dem Einschalten

Die geringe Temperaturabhängigkeit dieser Referenzelemente kann natürlich nur dann ausgenützt werden, wenn durch Vorstabilisierung des Arbeitsstromes dafür gesorgt wird, daß die Spannungsänderung am differentiellen Widerstand des Elementes, der ca. 15 Ω beträgt, nicht Spannungsschwankungen hervorruft, die größer sind als die temperaturbedingte Änderung.

Trägt man die an einer Zenerdiode mit Lawinendurchbruch gemessene Rauschspannung in Abhängigkeit vom Zenerstrom auf, so ergibt sich eine Kurve mit mehreren deutlichen Maxima, wie sie Bild 12 zeigt. Auf dem Kennlinienschreiber sind bei großer Auflösung diese Rauschmaxima als Kennlinienknicke zu erkennen (siehe Bild 13).

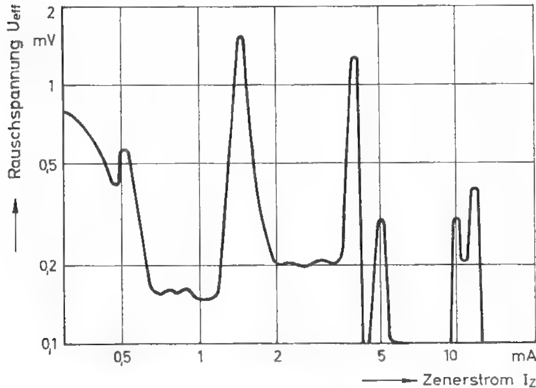


Bild 12: Abhängigkeit der Rauschspannung einer Zenerdiode vom Zenerstrom

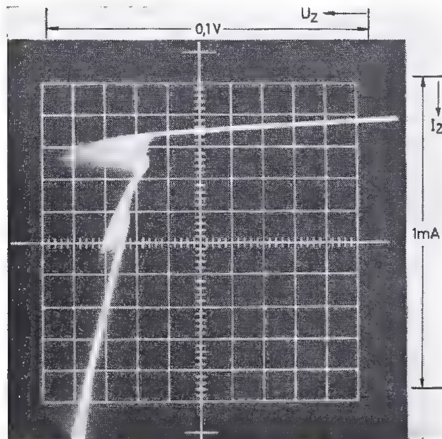


Bild 13: Feinstruktur der Kennlinie einer Zenerdiode beim Lawinendurchbruch

Im Rauschmaximum ändert sich der Zenerstrom sprunghaft um ca. 100 μA. Bild 14 ist ein Oszillogramm dieses Stromes. Der Mittelwert des Tastverhältnisses läßt sich mit der angelegten Spannung verändern. Die mittlere Frequenz hängt u. a. auch von den in der Meßschaltung vorhandenen Kapazitäten ab. Bei der Suche nach der Ursache dieser Feinstruktur der Abbruchkennlinie, die alle Zenerdioden bei Lawinendurchbruch zeigen, kann man die Tatsache ausnutzen, daß beim Durchbruch Lichtemission auftritt. Diese läßt sich beobachten, wenn das Material über der Sperrschicht soweit abgeschliffen ist, daß die verbleibende Restschicht Licht durchläßt. Man bemerkt wenige punktförmige Lichtquellen. Diese beginnen nacheinander zu leuchten, wenn man die Spannung steigert, und können mit den Kennlinienknicken von Bild 13 identifiziert werden. Diese Zentren, an denen der Lawinendurchbruch einsetzt, werden Mikroplasmen genannt. Ihre Struktur ist noch nicht restlos geklärt. Man nimmt an, daß es sich um kugelförmige SiO_2-Einschlüsse handelt, die das an sich homogene Feld in der Sperrschicht in der Weise verformen, wie das Bild 15 dargestellt ist. Die Stromdichte in einem solchen Mikroplasma ist außerordentlich hoch. Sie beträgt etwa 10^4 A/cm^2.

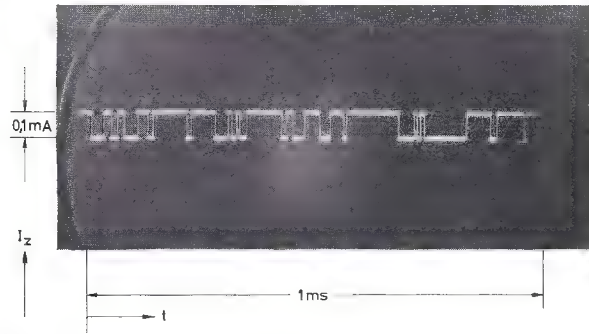


Bild 14: An einem Mikroplasma entstehende Stromschwankung in einer Zenerdiode

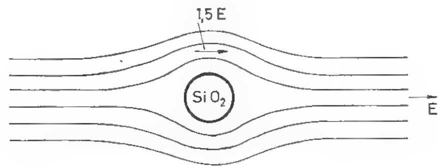


Bild 15: Feldverteilung in der Nähe eines kugelförmigen SiO_2-Einschlusses

Die besprochenen Rauscherscheinungen sind für den Forscher, der die Physik des Lawinendurchbruches studieren will, von größerer Bedeutung als für den Anwender von Zenerdioden, weil die Möglichkeit besteht, durch Parallelschalten eines Kondensators von etwa 0,1 μF die Rauschspannung um den Faktor 10 zu verringern. Im Gegensatz zu Glimmstabilisatorröhren ist bei Zenerdioden das Parallelschalten einer Kapazität möglich, ohne daß Kippschwingungen auftreten, weil die Abbruchkennlinie, von der geschilderten Feinstruktur abgesehen, keinen negativen Teil besitzt.

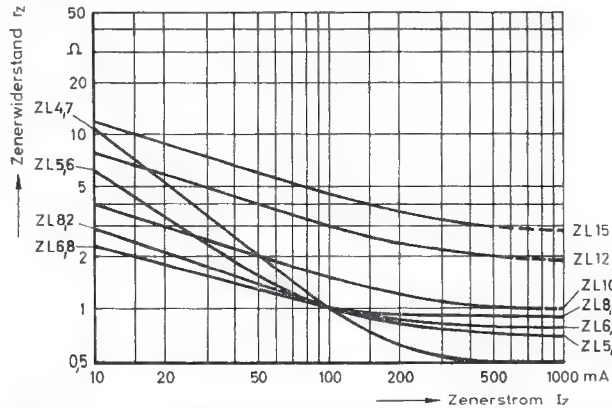


Bild 16: Abhängigkeit des differentiellen Widerstandes verschiedener Zenerdioden vom Zenerstrom

Die für den Anwender wichtigste elektrische Kenngröße der Zenerdiode ist die Steilheit ihrer Abbruchkennlinie. Sie wird normalerweise dadurch gemessen, daß man einen mittleren Gleichstrom durch die Zenerdiode einstellt und diesem einen kleinen Wechselstrom überlagert. Der Quotient aus der dabei an der Zenerdiode abfallenden Wechselspannung und dem Wechselstrom wird differentieller Widerstand oder einfach Zenerwiderstand r_Z genannt. Bei den üblichen Meßfrequenzen in der Größenordnung von 1 kHz treten wegen der thermischen Trägheit

der Dioden keine nennenswerten Temperaturänderungen im Takte der Meßfrequenz auf. In Bild 16 ist die Abhängigkeit des so bestimmten differentiellen Widerstandes verschiedener Zenerdioden vom Strom aufgetragen. Er nimmt allgemein mit dem Strom ab.

Bei Zenerdioden mit einer Abbruchspannung von weniger als 5 V ist der Zusammenhang zwischen Zenerspannung und Strom über weite Bereiche so streng logarithmisch, daß es möglich ist, Exemplare auszusuchen, die beispielsweise in Analogrechnern eingesetzt werden können. Die folgende Tabelle gibt den Zusammenhang zwischen Strom und Spannung einer solchen Diode vom Typ SIL 1 an. Die Abweichung von einer exakten logarithmischen Kennlinie ist in einem Strombereich von wenigstens drei Zenerpotenzen geringer als ± 50 mV.

I_Z (mA)	0,01	0,1	1	10
U_Z (V)	2,8	3,6	4,4	5,2

Beim Einsatz von Zenerdioden zur Stabilisierung von relativ langsam schwankenden Spannungen bewirkt der entsprechend schwankende Zenerstrom nicht nur einen veränderlichen Spannungsabfall am Zenerwiderstand, sondern auch eine Änderung der in der Diode umgesetzten Verlustleistung und damit ihrer Temperatur. Man könnte den für langsame Stromänderungen wirksamen differentiellen Widerstand statisch nennen, im Gegensatz zu dem bei raschen Schwankungen gemessenen dynamischen differentiellen Widerstand. Es ist

$$\frac{dU_Z}{dI_Z} = \left(\frac{\delta U_Z}{\delta I_Z}\right)_T + \left(\frac{\delta U_Z}{\delta T}\right)_{I_Z} \cdot \frac{dT}{dI_Z} \tag{4}$$

$$TK = \frac{1}{U_Z} \cdot \frac{dU_Z}{dT} \tag{5}$$

$$R_{th} = \frac{1}{U_Z} \cdot \frac{dT}{d_{IZ}} \tag{6}$$

Wird die Gleichung (4) mit Hilfe der Definitionsgleichung des Temperaturkoeffizienten (5) und der des thermischen Widerstandes (6) umgeformt, so erhält man die Gleichung (7). Sie gibt die Zusammensetzung des statischen differentiellen Widerstandes aus einem elektrischen bzw. dynamischen und einem thermischen Anteil an. Der zweite Summand wird besonders bei großen Zenerspannungen wirksam, weil er den Faktor $U_Z{}^2$ enthält.

$$r_{Zst} = r_{Ze} + U_Z{}^2 \cdot TK \cdot R_{th} = r_{Ze} + r_{Zth} \tag{7}$$

Schaltungsbeispiele

Als elektrisches Ersatzschaltbild der Zenerdiode kann man, wie in Bild 17 dargestellt, die Reihenschaltung einer Spannungsquelle mit einem Widerstand benutzen. U_{Z0} ist dabei die auf den Zenerstrom 0 extrapolierte Zenerspannung und r_Z je nach Anwendungsfall der differentielle Widerstand mit oder ohne thermischen Anteil.

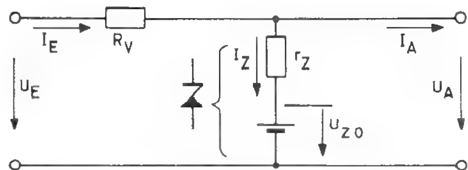


Bild 17: Ersatzschaltbild für eine Zenerdiode

Für die dargestellte einfache Stabilisierungsschaltung, die aus einer Zenerdiode und dem Vorwiderstand R_V besteht, gelten die Beziehungen

$$U_E - U_A = (I_A + I_Z) \cdot R_V \tag{8}$$

$$U_A - U_{Z0} = I_Z \cdot r_Z \tag{9}$$

Errechnet man daraus U_E als Funktion von U_A und differenziert nach U_A, so wird unter der Annahme I_A = const.

$$G = \frac{dU_E}{dU_A} = 1 + \frac{R_V}{r_Z} \tag{10}$$

Dieser Differentialquotient wird Glättungsfaktor genannt. Er ist ungefähr gleich dem Verhältnis Vorwiderstand zu Zenerwiderstand und unabhängig von Zener- und Ausgangsstrom. In der Regel ist jedoch für die Güte einer Stabilisierungsschaltung nicht das Verhältnis G zwischen den Absolutwerten der Schwankungen von Eingangs- und Ausgangsspannung maßgebend, sondern das Verhältnis der Relativwerte. Dieses wird Stabilisierungsfaktor S genannt.

$$S = \frac{dU_E}{dU_A} \cdot \frac{U_A}{U_E} = \left(1 + \frac{R_V}{r_Z}\right) \cdot \frac{U_A}{U_E} \tag{11}$$

Er wächst bei Vergrößerung von U_E und R_V nicht beliebig an, wie der Glättungsfaktor, sondern strebt einem Grenzwert zu, den man erhält, wenn man Gleichung (11) mit Hilfe der Beziehung

$$R_V = \frac{U_E - U_A}{I_A + I_Z} \tag{12}$$

umformt in

$$S_{max} = \frac{U_A}{(I_A + I_Z) \cdot r_Z} \tag{13}$$

Mit (12) und (13) kann man (11) umformen in

$$S = \frac{U_A}{U_E} + S_{max}\left(1 - \frac{U_A}{U_E}\right) \tag{14}$$

Die Formeln gestatten abzuschätzen, wie lange bei gegebenem Arbeits- und Zenerstrom eine Erhöhung der Eingangsspannung zur Verbesserung des Stabilisierungsfaktors sinnvoll ist. Im allgemeinen empfiehlt es sich, als Eingangsspannung ungefähr den doppelten Wert der Ausgangsspannung zu wählen.

Der Ausgangswiderstand einer solchen Stabilisierungsschaltung ist durch die Parallelschaltung von R_V und r_Z bestimmt. Da R_V normalerweise wesentlich größer ist als r_Z, ist der Ausgangswiderstand etwa gleich dem Zenerwiderstand.

Bei der Auslegung der Schaltung muß darauf geachtet werden, daß bei größtmöglicher Eingangsspannung und kleinstmöglichem Verbraucherstrom die für die Diode zulässige Verlustleistung nicht überschritten wird.

Wenn der Stabilisierungsfaktor der Grundschaltung von Bild 17 nicht ausreicht, kann man nach Bild 18 eine zweistufige Schaltung anwenden. Der gesamte Stabilisierungsfaktor ist dann das Produkt der Stabilisierungsfaktoren der einzelnen Stufen. Der Ausgangswiderstand ist ungefähr gleich dem Zenerwiderstand der zweiten Diode. Eine Kaskadenschaltung von mehr als zwei Zenerdioden ist im allgemeinen nicht zweckmäßig, wenn nicht gleichzeitig die Temperatur wenigstens der letzten Diode durch äußere Mittel konstant gehalten wird, weil sonst die thermisch bedingte Änderung der Zenerspannung dieser Diode weit größer ist als die Änderung, die von der schwankenden Eingangsspannung verursacht wird.

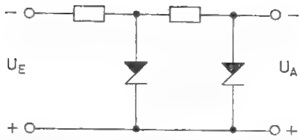


Bild 18: Zweistufige Stabilisierungsschaltung

Eine wesentlich bessere Stabilisierung als die mit der Grundschaltung von Bild 17 erreichbare kann auch mit einer Brückenschaltung nach Bild 19 erzielt werden. Dabei wird der Verbraucher in die Diagonale einer Brücke eingeschaltet, die aus einer Zenerdiode und drei Widerständen besteht. Das Verhältnis R_2/R_3 ist gleich dem Verhältnis R_1/r_Z zu machen. Wenn dann bei einer Erhöhung der Eingangsspannung die Zenerspannung etwas ansteigt, steigt die Spannung am Widerstand R_3 um den gleichen Betrag an, und die Ausgangsspannung bleibt in einem begrenzten Bereich nahezu konstant. Die Stabilisierungsgüte einer solchen Schaltung bzw. die Weite des konstanten Bereichs hängt von der Krümmung der Zenerkennlinie ab. Wie bereits beschrieben, nimmt ja der Zenerwiderstand mit steigendem Zenerstrom ab. Der Generatorwiderstand einer solchen Schaltung wird im wesentlichen bestimmt durch die Summe der Widerstände r_Z und R_3 und ist um so kleiner, je niederohmiger der Spannungsteiler R_2, R_3 gemacht wird.

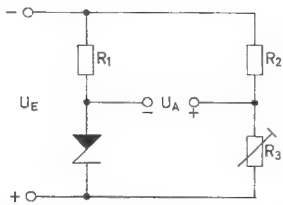


Bild 19: Brückenstabilisierungsschaltung mit einer Zenerdiode

Eine Variante der Brückenschaltung von Bild 19 ist die in Bild 20 gezeigte Schaltung. Bei ihr sind zwei der Brückenwiderstände Zenerdioden. Man wählt zweckmäßig zwei Dioden, die in Zenerspannung und Zenerwiderstand möglichst gleich sind. Dann ist $R_1 = R_2 = r_{Z1} = r_{Z2}$, und die Ausgangsspannung ist gleich $U_Z - I_Z \cdot R_1$. Der Vorwiderstand R_3 ist so zu bemessen, daß bei kleinstmöglicher Eingangsspannung I_Z noch nicht zu Null wird und daß bei größtmöglicher Eingangsspannung die Zenerdioden nicht überlastet werden.

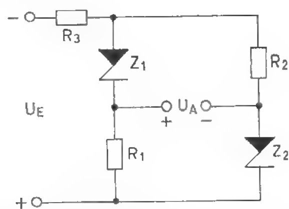


Bild 20: Brückenstabilisierungsschaltung mit zwei Zenerdioden

Wenn kleinere Spannungen gut stabilisiert werden sollen und wenn es außerdem auf einen niedrigen Generatorwiderstand der Stabilisierungsschaltung ankommt, so empfiehlt es sich nicht, Zenerdioden mit niedrigen Abbruchspannungen einzusetzen, weil diese entsprechend Bild 6 einen relativ hohen Zenerwiderstand besitzen. Es ist dann besser, den Knick in der Flußstromkennlinie der Zenerdiode auszunützen und unter Umständen mehrere dieser Dioden oder auch normale Siliziumdioden in Flußrichtung hintereinanderzuschalten. Sehr gute Ergebnisse liefert auch die Schaltung von Bild 21. Sie stellt wiederum eine Brückenschaltung mit zwei Zenerdioden dar. Als stabilisierte Ausgangsspannung ergibt sich die Differenz der beiden Zenerspannungen. Die Brücke läßt sich am besten dadurch abgleichen, daß man vor die Zenerdiode mit dem kleineren Zenerwiderstand einen veränderlichen Widerstand R_3 schaltet. Wenn die Beziehung $R_1/r_{Z1} = R_2/(R_3 + r_{Z2})$ gilt, ist wiederum die Ausgangsspannung nahezu unabhängig von der Eingangsspannung. Die Güte der Stabilisierung hängt diesmal vom Unterschied in den Kennlinien-Krümmungen der beiden Dioden ab. Der Generatorwiderstand dieser Schaltung beträgt etwa das Doppelte des Zenerwiderstandes der linken Diode.

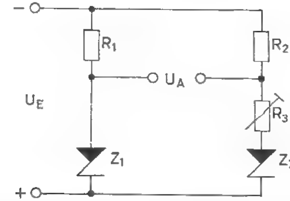


Bild 21: Brückenstabilisierungsschaltung für kleine Ausgangsspannung

Zenerdioden eignen sich hervorragend als Überlastungsschutz für Meßinstrumente (Bild 22). Wenn man den Widerstand R_3 kurzschließt, so ist der Strom durch das Meßinstrument proportional der Eingangsspannung, solange diese die Zenerspannung nicht übersteigt. Sobald das der Fall ist, nimmt der Strom durch das Instrument nicht weiter zu. Der Zeiger verharrt in der Endstellung.

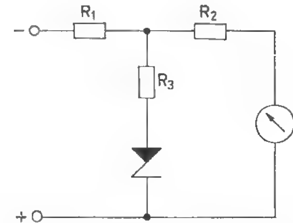


Bild 22: Zenerdiode als Überlastungsschutz oder zur Endbereichunterdrückung für ein Meßinstrument

Durch Einschalten des Widerstandes R_3 wird erreicht, daß der Endbereich des Meßinstrumentes zusammengedrängt wird, und zwar um so mehr, je kleiner der Wert von R_3 ist. Das Verhältnis der Maßstäbe auf beiden Skalenteilen ist dann $(R_3 + r_Z)/(R_1 + R_3 + r_Z)$ unter der Voraussetzung, daß R_2 oder der Widerstand des Instrumentes groß gegenüber allen anderen Widerständen ist.

Bild 23 zeigt eine Schaltung zum Zusammendrängen des Anfangs-Bereiches eines Meßinstrumentes. Läßt man den Widerstand R_2 weg, so wird das Meßinstrument erst dann von einem Strom durchflossen, wenn die Eingangsspannung die Zenerspannung übersteigt, d. h. der Anfangsbereich ist vollkommen unterdrückt.

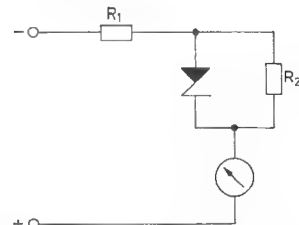


Bild 23: Anfangsbereichunterdrückung bei einem Meßinstrument

Wenn nur ein Zusammendrücken dieses Bereiches erwünscht ist, so kann der Zenerdiode ein Widerstand R_2 parallelgeschaltet werden. Bei kleinen Eingangsspannungen ist für den Skalenmaßstab der Vorwiderstand $R_1 + R_2$ maßgebend, bei großen der Widerstand $R_1 + r_Z$, wobei

die Parallelschaltung von R_2 zu r_Z normalerweise vernachlässigt werden kann.

Durch mehrfache oder gemeinsame Anwendung der beiden Schaltungen kann man die Skala eines Instrumentes beliebig im Bereiche mit verschiedenen Maßstäben unterteilen.

Wenn aus dem Netz mit Hilfe eines Transformators und einer Gleichrichterschaltung eine annähernd konstante Gleichspannung erzeugt werden soll, so kann die in Bild 24 gezeichnete gemischt bestückte Brückenschaltung verwendet werden.

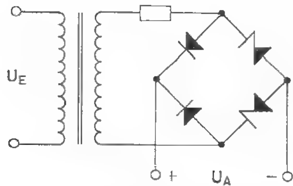


Bild 24: Gemischt bestückte Brücken-Gleichrichterschaltung

Es ist natürlich möglich, die in Bild 17 dargestellte Grundschaltung auch zur Stabilisierung von Wechselspannungen zu verwenden. Die Ausgangsspannung hat dann Trapezform. Die eine Halbwelle der Eingangswechselspannung wird von der Zenerspannung begrenzt, die andere von der Flußspannung der Zenerdiode, also bei ca. 0,65 V. Wenn die Unsymmetrie dieser Spannung stört, so kann man zwei Zenerdioden mit gleicher Zenerspannung gegensinnig in Reihe schalten, wie das Bild 25 zeigt. Beide Halbwellen werden dann gleichmäßig begrenzt bei einer Spannung, die sich aus der Summe von Zenerspannung und Flußspannung ergibt, und die Ausgangsspannung hat die in Bild 26 b gezeichnete Form. Ein Nachteil dieser Schaltung ist, daß zwar der Spitzenwert der Ausgangsspannung bei schwankender Eingangsspannung relativ gut konstant bleibt, daß sich jedoch der Effektivwert stark ändert, weil bei zunehmender Eingangsspannung die Trapezflanken immer steiler werden, bis die Spannung nahezu Rechteckform hat.

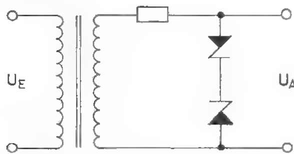
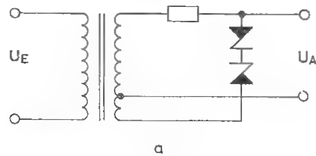
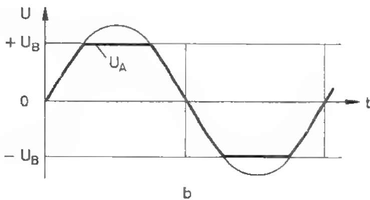


Bild 25: Stabilisierung des Spitzenwertes einer Wechselspannung

Diesen Nachteil vermeidet die Schaltung nach Bild 26 a. Bei ihr wird der Verbraucher nicht parallel zu den beiden Zenerdioden angeschlossen, sondern zwischen dem Verbindungspunkt von Vorwiderstand und Zenerdioden-Kette und einem besonderen Transformatorabgriff. Dieser Abgriff ist so zu wählen, daß durch die Zunahme der Gegenspannung an dem unteren Wicklungsteil der Sekundärseite des Transformators gerade die Zunahme des Effektivwertes der an den Dioden abfallenden Trapezspannung kompensiert wird. Bild 26 c zeigt die Form der Ausgangsspannung einer solchen Schaltung bei sehr großer Eingangsamplitude. Von der Rechteckspannung an den Zenerdioden wird die gestrichelt gezeichnete Gegenspannung abgezogen. Wenn die Eingangsspannung absinkt, werden die Flanken schräger und gleichzeitig die Einbuchtung des Trapezdaches geringer, so daß der Effektivwert der Ausgangsspannung gleich bleibt. Die Schaltung eignet sich besonders gut zur Stabilisierung von Röhren-Heizspannungen in Präzisionsmeßgeräten.

In Röhrenverstärkern wird die nötige negative Gittervorspannung normalerweise dadurch erzeugt, daß in die Katodenleitung der Röhre ein Widerstand eingeschaltet wird, der von einem Kondensator überbrückt ist, damit eine Gegenkopplung des Wechselspannungssignals vermieden wird. Bei Verstärkern für sehr niedrige Frequenzen muß dieser Kondensator sehr groß sein. Bei Gleichspannungsverstärkern ist die Gegenkopplung am Katodenwiderstand überhaupt nicht zu vermeiden. In beiden Fällen kann man vorteilhaft eine Zenerdiode zur Erzeugung der Gittervorspannung einsetzen, so wie das in Bild 27 gezeigt ist.





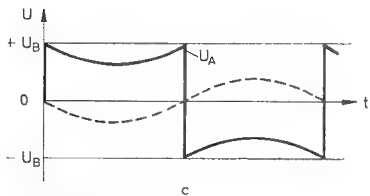


Bild 26: Stabilisierung des Effektivwertes einer Wechselspannung

a) Schaltung

b) Ausgangsspannung bei kleiner Eingangsspannung

c) Ausgangsspannung bei großer Eingangsspannung

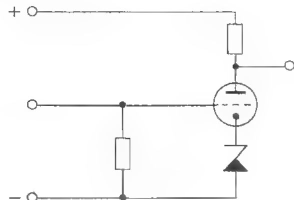


Bild 27: Erzeugung der Gittervorspannung einer Röhre durch eine Zenerdiode

Wenn die Speisespannung in einem elektronischen Gerät für einen Teil der Schaltung herabgesetzt werden soll, so kann das mit Hilfe von Zenerdioden geschehen. In Bild 28 ist beispielsweise der dem Endtransistor vorgeschaltete Treibertransistor weniger spannungsfest. Seine Kollektorspannung wird durch die Zenerdiode auf ein zulässiges Maß vermindert.

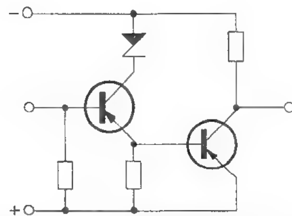


Bild 28: Zenerdiode als Vorwiderstand mit konstantem Spannungsabfall

Schließlich können Zenerdioden als Koppelglieder in Gleichspannungsverstärkern eingesetzt werden, wenn ein

Potentialunterschied zwischen dem Ausgang der Vorstufe und dem Eingang der nachgeschalteten Stufe besteht. In Bild 29 ist ein häufig vorkommender Anwendungsfall dieser Art dargestellt. Ein Leistungstransistor ist an eine Schmitt-Trigger-Stufe anzukoppeln. Wegen des gemeinsamen Emitterwiderstandes der beiden Transistoren des Schmitt-Triggers ist das Potential am Kollektor des zweiten Transistors, auch wenn dieser durchgesteuert ist, negativer als der Pluspol der Speisespannungsquelle. Zur Ankopplung des Endtransistors eignet sich deshalb eine Zenerdiode besonders gut.

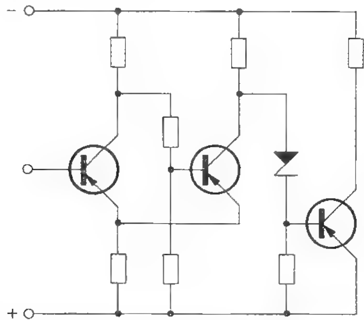


Bild 29: Zenerdiode als Koppelglied

Mit Hilfe von Schaltung Nr. 30, die eine Zenerdiode mit logarithmischer Kennlinie enthält, ist es möglich, eine über drei Zehnerpotenzen veränderliche Eingangsspannung auf einem Meßinstrument mit logarithmischer Skala anzuzeigen.

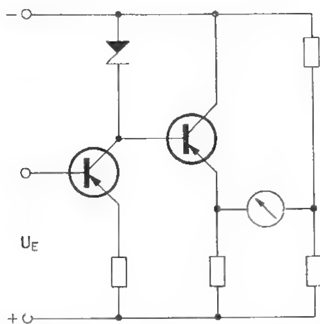


Bild 30: Zenerdiode in einer Logarithmier-Schaltung

Bild 31 stellt eine einfache Zenerdioden-Schaltung dar, die als Konstantstromquelle eingesetzt werden kann. Die Größe des Ausgangsstromes I_A ist weitgehend von Schwankungen der Eingangsspannung und auch vom Widerstand des Verbrauchers unabhängig und bequem durch Veränderung von R_2 einzustellen. Der ungefähre Wert des Generatorwiderstandes dieser Schaltung dU_A / di_A ergibt sich, wenn man das Produkt der Widerstände R_1 und R_2 durch r_Z dividiert. Mit Hilfe eines zusätzlichen Potentiometers P kann man den Stromstabilisierungsfaktor auf den Wert unendlich abgleichen. Dabei muß P etwa gleich $R_1 \cdot R_2/r_Z$ werden.

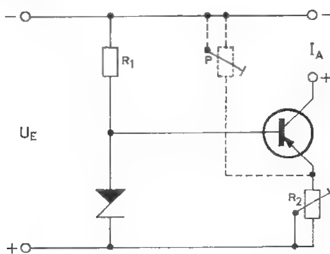


Bild 31: Konstantstromquelle

Die Ausgangsleistung einer Zenerdioden-Schaltung nach Bild 17 kann dadurch vervielfacht werden, daß ein Leistungstransistor mit seiner Basis an die von der Zenerdiode stabilisierte Spannung angeschlossen und der Verbraucher mit dem Emitter dieses Transistors verbunden wird, Bild 32. Die Stabilisierungsgüte wird hierbei wieder im wesentlichen durch das Verhältnis R_1/r_Z bestimmt. Der Widerstand R_2 hat lediglich den Zweck, die Verlustleistung im Transistor herabzusetzen. Als Ausgangsspannung erhält man die Zenerspannung vermindert um die Schwellspannung des Transistors.

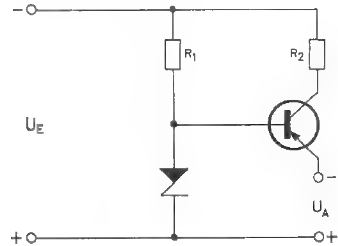


Bild 32: Einfache Serien-Stabilisierungsschaltung

Die Bilder 33 und 34 zeigen einfache Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden für Verbraucher mit annähernd konstanter Stromaufnahme und für größere Leistungen.

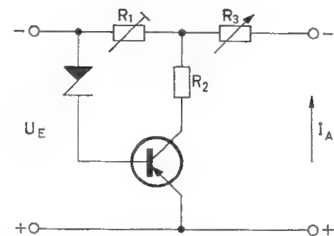


Bild 33: Shunt-Stabilisierungsschaltung für annähernd konstante Last (Ausgangsspannung kleiner oder gleich der Zenerspannung)

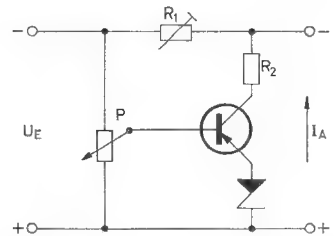


Bild 34: Shunt-Stabilisierungsschaltung für annähernd konstante Last (Ausgangsspannung größer als die Zenerspannung)

Bei Bild 33 ist die Ausgangsspannung kleiner oder gleich der Zenerspannung. Sie kann durch den Widerstand R_3 eingestellt werden. Bei Bild 34 ist die Ausgangsspannung größer als die Zenerspannung und am Potentiometer P wählbar. Beide Schaltungen arbeiten nach dem Prinzip der Vorwärtsregelung. Die Schwankungen der Eingangsspannung werden auf die Basis des Leistungstransistors übertragen. Steigt U_E an, so nimmt auch der Kollektorstrom des Transistors zu und erzeugt am Widerstand R_1 einen Spannungsabfall, der die Zunahme von U_E ausgleicht. Der Glättungsfaktor dU_E / dU_A nimmt mit wachsendem R_1 zu und wird für Schaltung 33 unendlich für $R_1 = (r_Z + r_E)/\beta$ Darin ist r_E der Eingangswiderstand des Transistors und β sein Stromverstärkungsfaktor. Bei weiterer Vergrößerung von R_1 wechselt der Glättungsfaktor das Vorzeichen, d. h. bei sinkender Eingangsspannung nimmt die Ausgangsspannung zu. Ein Abgleich, der U_A praktisch unabhängig von U_E macht, ist natürlich nur für einen bestimmten Last-

strom i_A möglich. Die Größe der noch verbleibenden kleinen Änderungen von U_A hängt bei diesen Schaltungen im wesentlichen von den Kennlinienkrümmungen des Transistors ab.

Bild 35 ist die Schaltskizze einer Serienstabilisierungsschaltung. In Reihe mit dem Verbraucher liegt ein Transistor, an dem die Differenz zwischen schwankender Eingangsspannung und konstanter Ausgangsspannung abfällt.

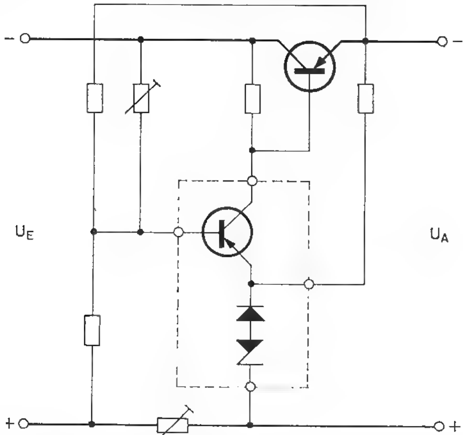


Bild 35: Referenzverstärker in einer Serien-Stabilisierungsschaltung

Die Basis dieses Transistors ist mit dem Kollektor eines Verstärkertransistors gekoppelt, an dessen Basis eine der Ausgangsspannung proportionale Teilspannung liegt. Der Ermitter ist an eine Vergleichsspannungsquelle angeschlossen, die eine Zenerdiode und eine in Flußrichtung gepolte Silizium-Diode zur Kompensation des Temperaturkoeffizienten enthält. Da die Konstanz der Ausgangsspannung auch vom Temperaturkoeffizienten der Basis-Emitter-Diode des Transistors abhängt, der als Differenzverstärker dient, werden Referenzverstärker geliefert, die, in einem Block vergossen, die in der Skizze gestrichelt umrahmten Bauelemente enthalten. Diese sind so ausgesucht, daß der Temperaturkoeffizient der gesamten Anordnung kleiner als $2 \cdot 10^{-5} / {}^\circ C$ im Umgebungstemperaturbereich zwischen 0° C und 100° C ist. Wenn man noch mit Hilfe der beiden Potentiometer eine Störgrößenaufschaltung vornimmt, so erhält man eine Stabilisierungsschaltung, bei der Temperaturkoeffizient und Innenwiderstand in einem weiten Arbeitsbereich praktisch 0 und der Stabilisierungsfaktor praktisch unendlich sind.

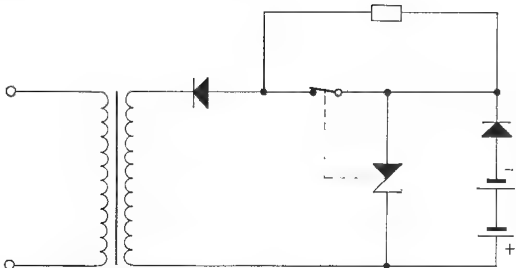


Bild 36: Thermomagnetischer Ladeschalter

Zum Schluß soll noch auf die Möglichkeit hingewiesen werden, mit Zenerdioden thermomagnetische Schalter aufzubauen. Das Bild 36 zeigt die Schaltung einer Ladestrombegrenzungseinrichtung. Die Batterie wird zunächst über die beiden normalen Dioden in Einweg-Gleichrichterschaltung geladen. Der Schalter trägt ein ferromagnetisches Metallstück mit niedrigem Curiepunkt, das von einem Permanent-Magnet angezogen wird und den Federkontakt schließt. Das ferromagnetische Metallstück befindet sich in gutem Wärmekontakt mit der Zenerdiode. Sobald die gewünschte End-Ladespannung in der Batterie überschritten wird, beginnt Zenerstrom zu fließen. Die Zenerdiode erwärmt sich und mit ihr das ferromagnetische Metallstück. Wenn dabei sein Curiepunkt erreicht wird, nimmt seine Permeabilität sprunghaft ab, und der Magnetkontakt öffnet. Über den parallel zum Schalter liegenden Widerstand fließt dann lediglich ein Ladungs-Erhaltungsstrom.

Literatur

1) Zener, C.:
A Theory of the Electrical Breakdown of Solid Dielectrics.
Proc. Roy. Soc. (London) Ser. A 145 (1934) 855, S. 523 ... 529

2) McKay, K. G.:
Avalanche Breakdown in Silicon.
Phys. Rev. 94 (1954) 4, S. 877 ... 884

3) Mićić, L., H. Keller und G. Wieczorek:
Halbleiter-Bauelemente zum Erzeugen konstanter Vergleichsspannungen.
ETZ-B 14 (1962) 12, S. 327 ... 332

4) Stöhr, H. J.:
Bemerkungen zum Stabilisierungsverhalten von Zenerdioden.
Elektron. Rdsch. 16 (1962) 7, S. 297 ... 301

5) Limann, O.:
Der Curie-Punkt und einige seiner technischen Anwendungen.
Funkschau 34 (1962) 16, S. 417 ... 418

6) Gerlach, A.:
Die Zenerdiode.
Ionen und Elektronen 3 (1960) 9, S. 12 ... 15



INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH



INTERMETALL **Sonderdruck**

19 / 1963

Albrecht Gerlach und Hans Keller

Transistor-Gegentakt-Spannungswandler hoher Leistung

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Transistor-Gegentakt-Spannungswandler hoher Leistung*

von Dipl.-Phys. Albrecht Gerlach und Dipl.-Ing. Hans Keller, INTERMETALL GmbH

*) Sonderdruck aus Funkschau 1963, Heft 5

Zur Umwandlung von Gleich- in Wechselspannung wurden früher hauptsächlich mechanische Zerhacker oder rotierende Umformer verwendet. Diese Geräte haben den Nachteil, daß sie bewegte Teile enthalten, die verschleißen und deswegen laufender Überwachung und Wartung bedürfen. Durch die Funkenbildung an den Zerhackerkontakten und den Umformerbürsten wird ein breites Störspannungsspektrum erzeugt, das unter Umständen aufwendige Entstörmaßnahmen erforderlich macht. Außerdem rufen die bewegten Teile Geräusche hervor, die sich nur schwer unterdrücken lassen.

Schon frühzeitig wurde daher versucht, die mechanischen Kontakte durch elektronische Schalter, wie z. B. Elektronen- und Ionenröhren, zu ersetzen. Elektronische Zerhacker, die auch an niedriger Spannung mit hohem Wirkungsgrad arbeiten, wurden jedoch erst mit der Entwicklung von Transistoren möglich. Diese eignen sich wegen ihrer niedrigen Kniespannung, die auch bei einem Kollektorstrom von 30 A im allgemeinen 1 V noch nicht überschreitet, besonders gut für Schalteranwendungen. „Transistor-Zerhacker" werden daher schon seit einigen Jahren und in ständig zunehmendem Maße eingesetzt. Sie finden hauptsächlich dann Anwendung, wenn Geräte, die zum Betrieb an einer Wechselspannung bestimmt sind, aus Batterien von Fahr- oder Flugzeugen aller Art betrieben werden sollen. Es ist natürlich auch möglich, die auf beliebige Werte transformierte Wechselspannung wieder gleichzurichten (Gleichspannungswandlung).

Es sind Eintakt- und Gegentakt-Spannungswandler gebräuchlich. Wegen der starken Lastabhängigkeit ihrer Ausgangsspannung werden Eintaktwandler in größerem Umfang nur für ein begrenztes Anwendungsgebiet, z. B. zum Aufladen von Kondensatoren in Elektronenblitzgeräten und Geiger-Müller-Zählern, verwendet. Gegentakt-Spannungswandler besitzen den Vorteil, daß ihre Ausgangsspannung weitgehend lastunabhängig ist und daß sich mit ihnen viel höhere Leistungen umsetzen lassen. Im folgenden werden daher nur diese Wandler beschrieben und Hinweise zu ihrer Dimensionierung gegeben.

Wirkungsweise

Bild 1 soll die Funktion eines Gegentakt-Zerhackers verdeutlichen. Eine Gleichspannungsquelle U_0 wird mit Hilfe der gekoppelten Schalter S_1 und S_2 wechselweise an die beiden Hälften der Primärwicklung eines Transformators gelegt. Die Windungszahl der Sekundärwicklung soll gleich der einer Wicklungshälfte der Primärwicklung sein.

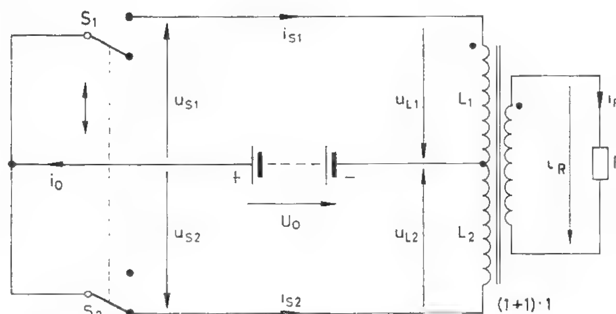


Bild 1 Prinzip des Gegentakt-Zerhackers

Betrachtet man die Ströme und Spannungen, die in dieser Schaltung auftreten, im eingeschwungenen Zustand, beginnend mit der Zeit t_0, bei der S_1 gerade öffnet und gleichzeitig S_2 schließt, bis zum Zeitpunkt t_1, an dem S_1 wieder schließt und S_2 öffnet, so gilt:

$$u_{L1} = -U_0 \qquad u_{L2} = U_0$$

$$u_{S1} = 2\,U_0 \qquad u_{S2} = 0$$

$$i_{L1} = 0 \qquad i_{L2} = \frac{U_0}{L}\left(t - \frac{t_1 - t_0}{2}\right)$$

$$i_{S1} = 0 \qquad i_{S2} = i_{L2} + \frac{U_0}{R}$$

$$i_R = -\frac{U_0}{R}$$

Dabei ist i_L der Magnetisierungsanteil und i_R der Laststromanteil des Schalterstromes i_S.

Zwischen t_1 und der Zeit t_2, zu der der Schaltzyklus erneut beginnt, werden

$$u_{L1} = U_0 \qquad u_{L2} = -U_0$$

$$u_{S1} = 0 \qquad u_{S2} = 2\,U_0$$

$$i_{L1} = \frac{U_0}{L}\left(t - \frac{t_2 - t_1}{2}\right) \qquad i_{L2} = 0$$

$$i_{S1} = i_{L1} + \frac{U_0}{R} \qquad i_{S2} = 0$$

$$i_R = \frac{U_0}{R}$$

Die Ströme und Spannungen der Schalter und der Primärwicklungen sind in Bild 2 dargestellt. Der aus der Batterie entnommene Strom i_0 ist die Summe der Ströme i_{S1} und i_{S2}.

Batteriestrom i_0 und Verbraucherstrom i_R sind in Bild 3 als Funktion der Zeit aufgetragen. Im gestrichelt gezeichneten Leerlauffall ist bei dem idealisierten Zerhacker nach Bild 1 der mittlere Batteriestrom gleich Null. Die während einer Viertelperiode im Transformator gespeicherte magnetische Energie wird während der nächsten Viertelperiode wieder an die Batterie zurückgegeben. Es fließt ein reiner Wechselstrom in den Schaltern S_1 und S_2.

Beim Transistor-Spannungswandler werden die mechanischen Kontakte von Bild 1 durch Transistoren ersetzt. An die Stelle des Schalterantriebes tritt die Steuerung der Transistoren über Rückkopplungswicklungen, die auf dem Transformator angebracht sind. Da die Steuerleistung auch im Leerlauf aufgebracht und außerdem die Transformatorverluste gedeckt werden müssen, ist ein solcher Wandler nie ganz unbelastet. Der im Leerlauf der Batterie entnommene Strom ist jedoch normalerweise kleiner als der Spitzenwert des Magnetisierungsstromes, so daß

die Transistoren auch in inverser Richtung beansprucht werden. Dabei ist der Kollektor geringfügig positiv gegenüber dem Pluspol der Speisespannungsquelle, d. h. die Kollektor-Basis-Diode und die Emitter-Basis-Diode vertauschen ihre Rollen.

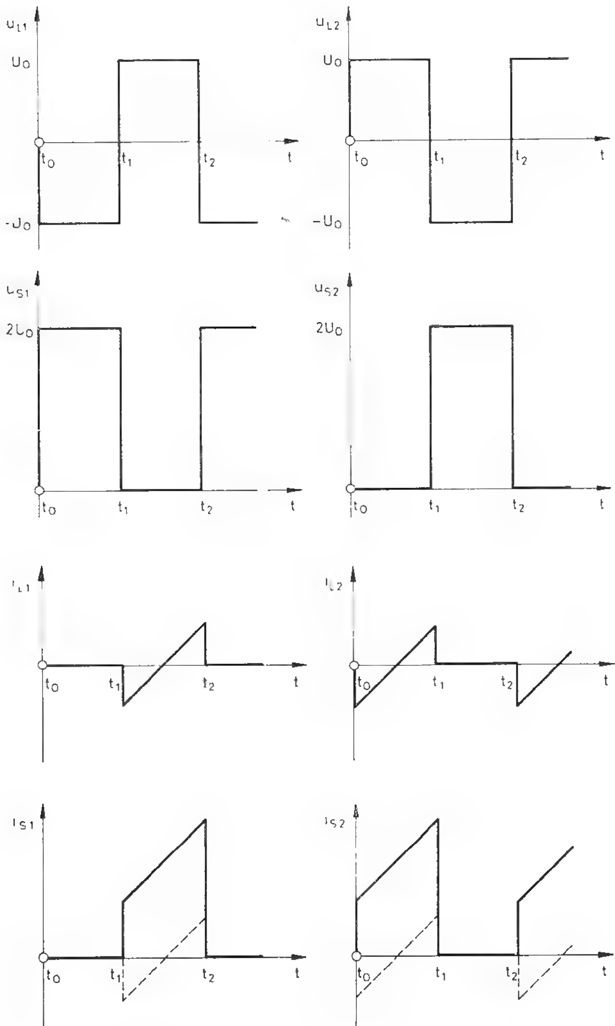


Bild 2 Ströme und Spannungen bei der Schaltung nach Bild 1

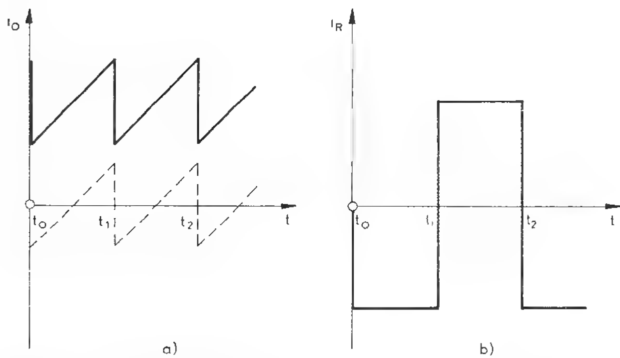


Bild 3 Batteriestrom (a) und Verbraucherstrom (b) bei der Schaltung nach Bild 1

Üblicherweise sind Leistungstransistoren nicht symmetrisch aufgebaut und besitzen bei inversem Betrieb einen wesentlich geringeren Stromverstärkungsfaktor als bei normalem. Da jedoch auch im Leerlauf die für Vollast berechnete Steuerleistung zur Verfügung steht, reicht der Basisstrom für den inversen Kollektorstrom aus.

Betriebsverhalten

Die Schwingfrequenz des induktiv rückgekoppelten Spannungswandlers wird bestimmt durch den Rückkopplungsgrad, die Leistungsverstärkung der Transistoren und die Induktion, bis zu der der Transformator ausgesteuert wird.

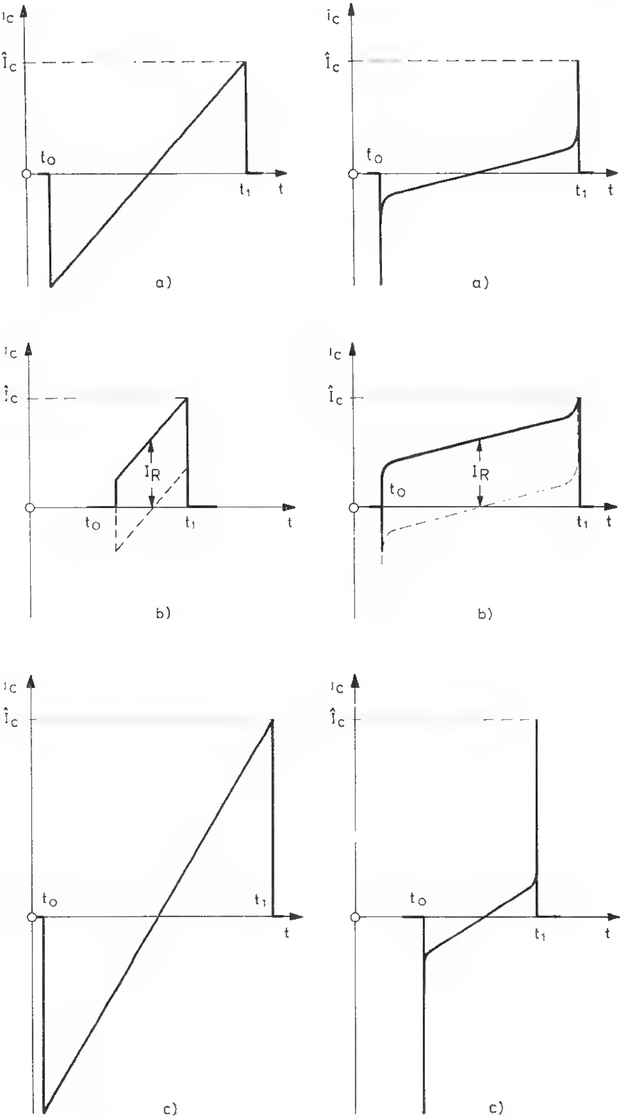


Bild 4 **Bild 5**

Bild 4 Kollektorstrom eines Transistors im Gegentakt-Spannungswandler mit ungesättigtem Transformator
a) im Leerlauf bei Nennspannung
b) mit Last bei Nennspannung
c) im Leerlauf bei erhöhter Betriebsspannung

Bild 5 Kollektorstrom eines Transistors im Gegentakt-Spannungswandler mit gesättigtem Transformator
a) im Leerlauf bei Nennspannung
b) mit Last bei Nennspannung
c) im Leerlauf bei erhöhter Betriebsspannung

Bild 4 zeigt unter verschiedenen Betriebsbedingungen den Strom durch einen Transistor für den Fall, daß die Sättigungsinduktion des Transformators nicht erreicht wird. Der Kollektorstrom steigt dann linear an bis zu einem Wert, der von den Rückkopplungsverhältnissen abhängt. Ist der Maximalstrom $\hat{I}_C$ erreicht, so geht die zeitliche

Stromänderung gegen Null und die Rückkopplungsspannung bricht zusammen. Dadurch wird der Umschaltvorgang eingeleitet.

In Bild 4a ist der Strom durch den Transistor für den Leerlauffall dargestellt. Bei ohmscher Belastung addiert sich zu ihm der Strom I_R. Dadurch wird der Abschaltstrom $\hat{I}_C$ früher erreicht, d. h. die Schwingfrequenz des Spannungswandlers steigt an (Bild 4b). Wird die Batteriespannung erhöht, so erhöht sich auch in gleichem Maße der zeitliche Anstieg des Magnetisierungsstromes. Die Frequenz bliebe dabei erhalten, wenn mit der Vergrößerung der Rückkopplungsspannung der Kollektor-Spitzenstrom proportional ansteigen würde. Infolge der gekrümmten Eingangskennlinie des Leistungstransistors wächst er jedoch exponentiell mit der Rückkopplungsspannung. Dadurch wird der Spitzenstrom des Transistors später erreicht, und die Frequenz wird kleiner (Bild 4c).

Die Verhältnisse ändern sich wesentlich, wenn der Transformator bis ins Sättigungsgebiet ausgesteuert wird. Bild 5 zeigt unter dieser Bedingung den Strom durch den Transistor für die gleichen drei Betriebsfälle. Die Transistoren werden zwar nach wie vor erst dann umgeschaltet, wenn i_C seinen durch die Rückkopplungsbedingungen gegebenen Höchstwert erreicht hat. Nach Erreichen der Sättigung steigt jedoch der Magnetisierungsstrom so rasch an (Bild 5a), daß sich bei Belastung die Frequenz praktisch nicht ändert (Bild 5b).

Bild 5c macht deutlich, daß bei Vergrößerung der Batteriespannung die Frequenz proportional ansteigt, da die Sättigungsinduktion früher erreicht wird.

Die Abhängigkeit der Schwingfrequenz von der Ausgangsleistung ist in Bild 6 wiedergegeben. Ihre Änderung mit der Batteriespannung zeigt Bild 7.

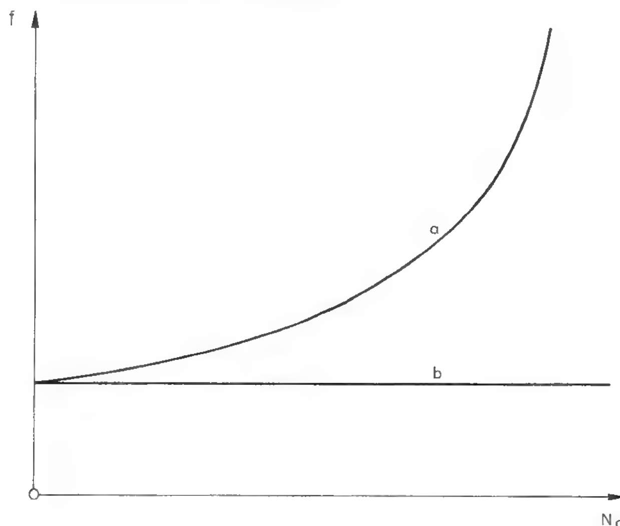


Bild 6 Abhängigkeit der Schwingfrequenz von der Ausgangsleistung
a) beim Spannungswandler mit ungesättigtem Transformator
b) beim Spannungswandler mit gesättigtem Transformator

Wenn die Last eine induktive Komponente besitzt, so ist der Laststromanteil I_R nicht zeitlich konstant, wie in den Bildern 4b und 5b, sondern nimmt mit der Zeit zu. Bei rein induktiver Last ergibt sich ein Stromverlauf ähnlich den Bildern 4a und 5a. Nur ist der Stromanstieg steiler, weil der Primärinduktivität die transformierte Lastinduktivität parallel liegt.

Ist an den Wandler eine Gleichrichterschaltung mit Ladekondensator angeschlossen, so nimmt der Laststromanteil I_R während der Halbperiode ab. Die Ursache dafür ist eine gewisse Dachschräge der Ausgangswechselspannung, die im Kapitel Umschaltverhalten beschrieben wird.

Am Anfang der Halbperiode wird der Kondensator nachgeladen, der Kollektorstrom i_C ist größer. Am Ende der Halbperiode wird ein Teil des Laststromes aus dem Kondensator gedeckt, i_C ist kleiner als bei rein ohmscher Last. In der Praxis ergeben der wachsende Magnetisierungsanteil zusammen mit dem sinkenden Ladestromanteil einen nahezu konstanten Kollektorstrom.

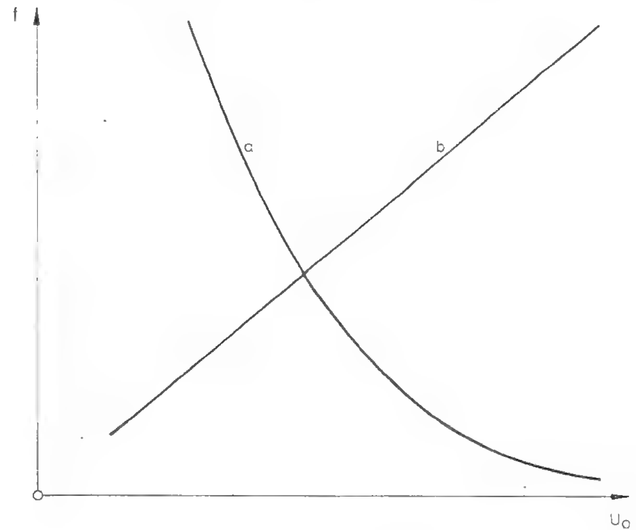


Bild 7 Abhängigkeit der Schwingfrequenz von der Batteriespannung
a) beim Spannungswandler mit ungesättigtem Transformator
b) beim Spannungswandler mit gesättigtem Transformator

Durch einen induktiven bzw. kapazitiven Lastanteil wird beim Wandler mit ungesättigtem Transformator die Frequenz erhöht bzw. erniedrigt. Beim Spannungswandler mit gesättigtem Transformator bleibt sie praktisch konstant, auch wenn die Last nicht rein ohmsch ist. Exemplarstreuungen der Transistordaten und deren temperaturbedingte Änderungen wirken sich nicht wesentlich auf das Verhalten dieses Wandlers aus. Außerdem besitzt er den Vorteil, daß sein Transformator, da er bis zu einer hohen Induktion ausgesteuert wird, verhältnismäßig klein sein kann. Im folgenden werden daher nur noch Gegentaktwandler mit Sättigungstransformator besprochen.

Ausführungsformen von Gegentakt-Spannungswandlern

Beim Gegentakt-Spannungswandler können die Transistoren in allen drei bekannten Grundschaltungen betrieben werden, jedoch haben nur die Emitter- und die Kollektorschaltung größere Anwendung gefunden.

In Bild 8 sind verschiedene Schaltungsarten dargestellt. Die Sekundärwicklung des Transformators sowie die später zu besprechenden Basisvorwiderstände und Anschwinghilfsmittel sind dabei der Übersichtlichkeit halber weggelassen.

Bei der Emitterschaltung (Bild 8a) liegt die Lastwicklung des Transformators normalerweise in der Kollektorleitung der Transistoren. Die Rückkopplungswicklungen haben nur wenige Windungen und sind zwischen Basis und Emitter der Transistoren geschaltet.

Bei der Kollektorschaltung (Bild 8b) ist die Lastwicklung an die Emitter der Transistoren angeschlossen. Die Rückkopplungswicklungen sind zwischen die Basis der Transistoren und den positiven Pol der Batteriespannung geschaltet. Sie müssen hier eine größere Windungszahl als die Lastwicklung besitzen. Die beiden Kollektoren der Transistoren liegen am gleichen Potential. Daher können die Leistungstransistoren, auch wenn ihr Kollektor mit

dem Gehäuse verbunden ist, ohne zusätzliche Isolation auf ein gemeinsames Kühlblech montiert werden.

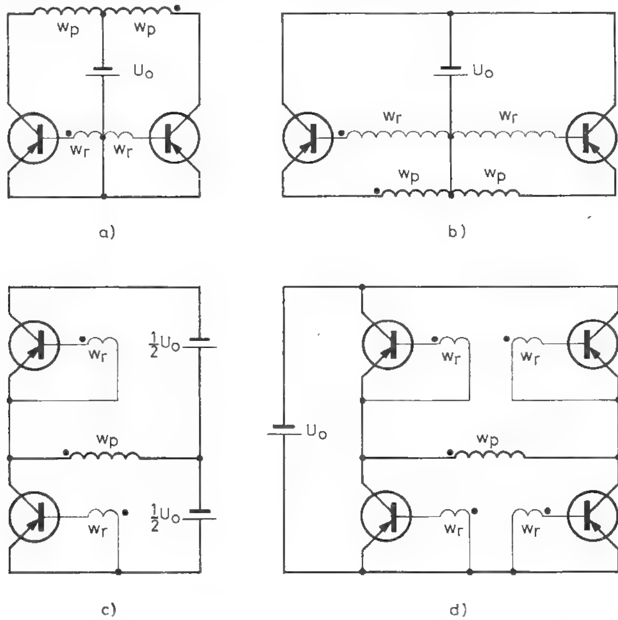


Bild 8 Die wichtigsten Schaltungsarten
a) Parallel-Gegentaktwandler in Emitterschaltung
b) Parallel-Gegentaktwandler in Kollektorschaltung
c) Serien-Gegentaktwandler
d) Brücken-Gegentaktwandler

Es ist allerdings auch bei der Emitterschaltung möglich, die Lastwicklung in die Emitterleitung der Transistoren zu legen und die Kollektoren gemeinsam an den Minuspol der Speisespannungsquelle anzuschließen. In diesem Fall müssen aber die beiden Hälften der Rückkopplungswicklung getrennt sein, und es kann keine einfache symmetrische Anschwinghilfe verwendet werden.

Da bei den Spannungswandlerschaltungen nach den Bildern 8 a und b an den Transistoren immer etwas mehr als die doppelte Batteriespannung auftritt und andererseits die zulässige Kollektor-Emitter-Spannung von Germanium-Leistungstransistoren höchstens 60 V beträgt, eignen sich diese Schaltungen nur für Batteriespannungen bis zu etwa 30 V. Die grundsätzlich gegebene Möglichkeit, Transistoren bei höherer Batteriespannung in Serie zu schalten, hat sich in der Praxis nicht bewährt. Bei Batteriespannungen bis zu 60 V läßt sich jedoch die in Bild 8 c gezeigte Serien-Gegentaktschaltung verwenden. Bei ihr braucht die zulässige Kollektor-Emitter-Spannung der Transistoren nur gleich der Batteriespannung zu sein. Die Schaltung erfordert einen besonders geringen Aufwand, wenn die Mittelanzapfung der Speisebatterie zugänglich ist, so daß an diese die Primärwicklung des Transformators angeschlossen werden kann. Ist dies nicht der Fall, so ist es möglich, die Spannung mit Hilfe von Kondensatoren aufzuteilen.

Ebenfalls bis zu Batteriespannungen von 60 V und für höhere Leistungen kann der Brücken-Gegentaktwandler nach Bild 8 d verwendet werden. Die Rückkopplungswicklungen sind bei dieser Schaltung so anzuschließen, daß in der einen Halbwelle der linke obere und der rechte untere Transistor durchgesteuert sind, in der anderen Halbwelle der linke untere zusammen mit dem rechten oberen.

Bei Spannungen über 60 V können schließlich zwei oder mehrere Serien- oder Brücken-Gegentaktwandler in Reihe geschaltet werden. Dabei müssen hinreichend große Kondensatoren parallel zu den in Reihe liegenden Gleichspannungseingängen der Wandler geschaltet werden, damit im Umschaltaugenblick die Transistoren nicht durch Spannungsspitzen gefährdet werden. Eine solche Serienschaltung benötigt nur einen Transformator, auf dem alle Wicklungen untergebracht sind.

Anschwinghilfen

Alle Gegentakt-Spannungswandler zeichnen sich durch außerordentlich einfachen Schaltungsaufbau aus. Zum Betrieb im eingeschwungenen Zustand ist, wie Bild 8 zeigt, als zusätzliches Bauelement zu den Transistoren nur ein Transformator erforderlich. Ein solcher Wandler würde allerdings nach einer Unterbrechung der Batteriespannung nicht wieder anschwingen, weil die Basis-Emitter-Strekken durch die Rückkopplungswicklung kurzgeschlossen und die Transistoren dadurch gesperrt wären. Bei Wandlern, die an relativ hohen Spannungen betrieben werden und nur gering belastet sind, wird zwar unter Umständen die Schwingung allein durch den Sperrstrom der Transistoren angefacht, meistens ist jedoch eine besondere Anschwinghilfe erforderlich.

Man kann z. B. mit einer Anwurftaste einen Stromstoß durch eine Hilfswicklung des Transformators schicken. Das ist besonders bei Serien- und Brückenwandlern angebracht und bei der Reihenschaltung von mehreren Wandlern mit einem gemeinsamen Transformator zum Betrieb an hohen Speisespannungen. Bei einfachen Parallel-Gegentaktwandlern werden automatische Anschwinghilfen vorgezogen, wie z. B. Widerstände, mit deren Hilfe ein geringer Vorstrom durch die Primärwicklung des Transformators geleitet wird, die jedoch den Wandler im eingeschwungenen Zustand nicht wesentlich belasten. Als automatische Anschwinghilfe wirkt auch ein Spannungsteiler, durch den die Basis eines der beiden Transistoren oder der Mittelpunkt der Rückkopplungswicklung eine geringe negative Vorspannung erhält. In diesem Fall (symmetrische Anschwinghilfe) schwingt der Spannungswandler an, weil immer gewisse Unsymmetrien im Aufbau der Schaltung oder in den Eigenschaften der beiden Transistoren vorhanden sind.

Die Auslegung der Anschwinghilfe richtet sich nach der Belastung des Wandlers. Große Ladekapazitäten in Gleichrichterschaltungen am Lastkreis des Spannungswandlers, die im Augenblick des Anschwingens einen äußeren Kurzschluß darstellen, erfordern naturgemäß hohe Anschwingströme. Außerdem ist das Anschwingverhalten der Transistoren von der Umgebungstemperatur abhängig.

Da der Spannungsteiler als Anschwinghilfe nur im Einschaltaugenblick benötigt wird, ist es möglich, den am Minuspol der Spannungsquelle liegenden Widerstand des Teilers durch einen Kondensator zu ersetzen. Der Ladestromstoß beim Anlegen der Speisespannung wirft dann den Wandler an, und während des normalen Betriebs wird die Batterie nicht durch den Spannungsteiler belastet.

Basisstrombegrenzung

Sämtliche elektrischen Eigenschaften von Transistoren sind Exemplarstreuungen unterworfen. Besonders störend können sich bei Spannungswandlern Unterschiede in den Eingangskennlinien auswirken, wie sie in Bild 9 für zwei im Gegentakt betriebene Transistoren dargestellt sind. Die Rückkopplungsspannung U_R muß wenigstens so groß sein, daß in dem Transistor 1 mit dem höheren Eingangswiderstand ein ausreichend großer Basisstrom I_{B1} fließt. Da die Rückkopplungswicklung eine Spannungsquelle mit vernachlässigbar kleinem Generatorwiderstand darstellt, fließt in dem anderen Transistor ein relativ großer Basisstrom I_{B2}, weil sich geringe Abweichungen der Eingangskennlinien wegen ihres logarithmischen Verlaufes bei Spannungseinprägung sehr stark auswirken. Es wird dabei in der Basis-Emitter-Strecke eine unnötig hohe Verlustleistung umgesetzt, die den Transistor erwärmt und u. U. den Wirkungsgrad des Wandlers verschlechtert. Wenn die Eingangskennlinien zweier im Gegentakt betriebener Transistoren übereinstimmen, läßt sich zwar die Rückkopplungsspannung U_r für den Nennlaststrom optimal auslegen. Wegen der Verschiebung der Eingangskennlinie nach kleineren Spannungen bei Verringerung

des Kollektorstromes steigt jedoch der Basisstrom im Leerlauf in jedem Fall stark an.

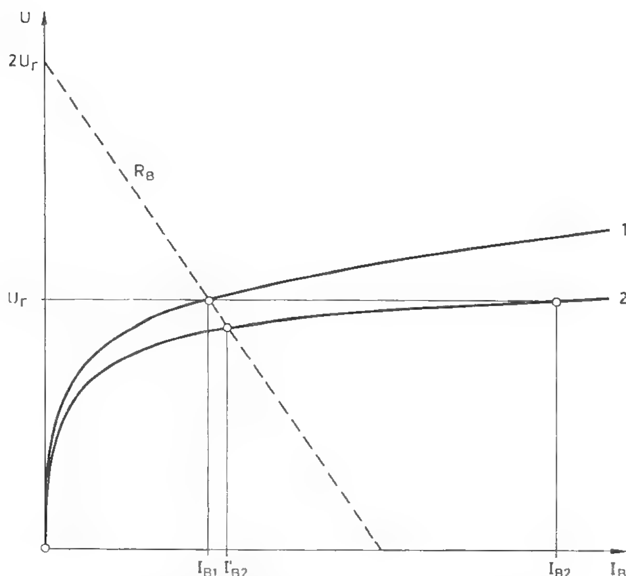


Bild 9 Basisstrombegrenzung durch Vorwiderstand

Es ist deshalb empfehlenswert, die Rückkopplungswindungszahl zu verdoppeln, und einen Basisvorwiderstand von der Größe $R_B = U_r / I_{B1}$ einzusetzen. In Bild 9 ist die Arbeitsgerade dieses Widerstandes gestrichelt gezeichnet, und man erkennt, daß bei einem solchen Betrieb mit erhöhter Rückkopplungsspannung und Basisvorwiderstand der Unterschied zwischen den Basisströmen I_{B1} und I'_{B2} sehr klein wird.

Bei Wandlern mit mittelangezapfter Rückkopplungswicklung kann ein gemeinsamer Basisvorwiderstand verwendet werden, der gleichzeitig noch als Teilerwiderstand für die Anschwinghilfe dient.

Umschaltverhalten

Bild 10 ist das Oszillogramm der Ausgangsspannung eines Transistor-Spannungswandlers. Gegenüber der idealisierten Rechteckform von Bild 2 fällt auf, daß die Rechteckspannung eine Dachschräge hat und daß beim Umschalten Spannungsspitzen auftreten.

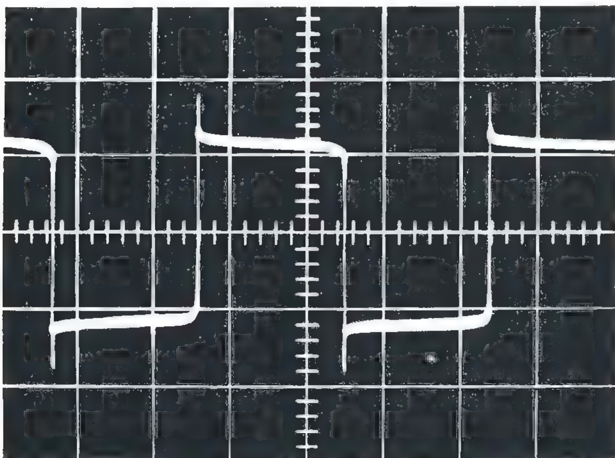


Bild 10 Oszillogramm der Sekundärspannung eines Spannungswandlers im Leerlauf

Die Dachschräge wird dadurch verursacht, daß sich mit dem nahezu linear ansteigenden Magnetisierungsstrom der Spannungsabfall am durchgesteuerten Transistor und an der Primärwicklung erhöht. Diese Erscheinung ist jedoch für die Betriebssicherheit des Wandlers ohne Bedeutung.

Die beim Umschalten auftretenden Spannungsspitzen gefährden dagegen den Transistor, wenn er durch sie bis in das Abbruchgebiet der Sperrkennlinie ausgesteuert wird. Sie sind im Leerlauf am größten, verschwinden mit zunehmender Belastung und können drei verschiedene u. U. gemeinsam auftretende Ursachen haben.

Es wurde bereits erwähnt, daß beim Leerlauf des Wandlers durch die Transistoren unmittelbar nach dem Umschaltaugenblick eine Zeitlang Strom in die Batterie zurückfließt. Wenn bei diesem inversen Betrieb am Transistor einige Volt abfallen, weil seine inversen Kennwerte schlecht sind, so erhöht sich die Sperrspannung am im Gegentakt arbeitenden Transistor um den gleichen Betrag. Diesen Effekt kann man verringern, indem man der Kollektor-Emitter-Strecke eine Diode als Nebenpfad für den Rückstrom parallelschaltet.

Die Betrachtung des Bildes 1 zeigt, daß eine Induktionsspannungsspitze auftreten muß, wenn beispielsweise nach dem Öffnen von S_2 der Schalter S_1 etwas verzögert schließt. Diese Spitze ist umso größer, je höher der Transistorsperrwiderstand und der Lastwiderstand sind. Das Umschalten der Transistoren läßt sich dadurch beschleunigen, daß man den Basisvorwiderständen Kondensatoren parallelschaltet, die im Umschaltaugenblick einen erhöhten Basisstrom fließen lassen.

Aber auch bei exakt synchron schaltenden Transistoren mit gutem inversem Verhalten treten dann Spannungsspitzen auf, wenn die Kopplung zwischen den beiden Hälften der Primärwicklung eines Parallel-Gegentaktwandlers nicht fest genug ist. Die Streuinduktivität im Primärkreis ist die häufigste und wichtigste Ursache von Umschaltspannungsspitzen. Es muß daher für eine möglichst enge Kopplung zwischen den beiden Wicklungshälften gesorgt werden.

Für die Transistoren gefährliche Spannungsspitzen treten auch dann auf, wenn der leerlaufende Wandler von der Batterie abgeschaltet wird. Fast die gesamte gespeicherte magnetische Energie wird im Abschaltaugenblick im gerade gesperrten Transistor in Wärme umgesetzt. Das führt normalerweise zur Schädigung oder Zerstörung, wenn im Maximum des Magnetisierungsstromes abgeschaltet wird. Bei allen Spannungswandlern, an denen die Last nicht fest angeschlossen ist, muß deshalb ein Kondensator parallel zu den Eingangsklemmen geschaltet werden, der dafür sorgt, daß die Betriebsspannung nur allmählich abklingt. Einen gewissen Schutz bewirkt auch schon ein großer Kondensator zwischen Minuspol der Speisespannungsquelle und Mittelanzapfung der Rückkopplungswicklung, der gleichzeitig als Anschwinghilfe dient.

Bei Spannungswandlern für höhere Frequenzen muß sichergestellt werden, daß die Transistoren durch Umschaltverluste nicht über das zulässige Maß hinaus erwärmt werden. In Bild 11 ist der Zusammenhang zwischen Kollektorspannung und -strom dargestellt. Solche Kurven werden dadurch gewonnen, daß der Y-Verstärker eines Oszillografen an einen Shunt in der Kollektorleitung angeschlossen und zur Horizontalablenkung die Kollektor-Emitter-Spannung benutzt wird. An der Kurve für Leerlauf (a) erkennt man, daß der Arbeitspunkt beim Ausschalten durch ein Gebiet hoher Verlustleistung und beim Einschalten über den Nullpunkt hinaus in das Gebiet inversen Betriebes läuft. Bei ohmscher Belastung wird die Kurve (b) und bei kapazitiver Last die Kurve (c) durchfahren.

Obwohl die Kurve (c) Gebiete höherer Verlustleistung nicht berührt, lassen sich durch Beschaltung mit Kondensatoren die Gesamtumschaltverluste nicht unbedingt verringern, da es wesentlich darauf ankommt, mit welcher Geschwindigkeit die Umschaltkurve durchlaufen wird. Bei kapazitiver Last dauert das Umschalten länger als bei induktiver und ohmscher Last. Unter Umständen wird auch der

aus äußeren Kapazitäten, Wicklungs- und Kollektorkapazitäten zusammen mit den Last- und Streuinduktivitäten gebildete Schwingkreis zu gedämpften Schwingungen angeregt. Dann durchläuft der Arbeitspunkt im I_C / U_{CE}-Diagramm eine oder mehrere Schleifen.

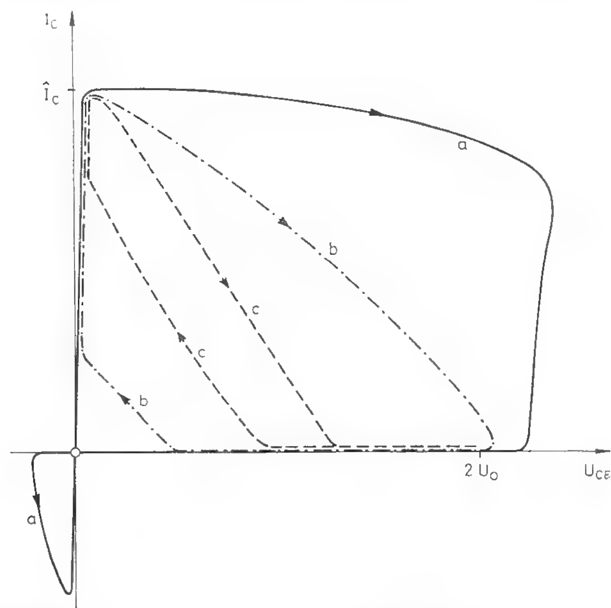


Bild 11 Arbeitskennlinie eines Transistors in einem Spannungswandler

Wegen der Vielzahl der Einflüsse auf das Umschaltverhalten läßt es sich im allgemeinen nicht vorausberechnen. Die Wirksamkeit von Maßnahmen zur Verringerung der Umschaltverluste, wie das Beschalten der Primärwicklung mit Kondensatoren, das die Umschaltfunktion beeinflußt, oder das Überbrücken der Basisvorwiderstände mit Kondensatoren zur Verkürzung der Schaltzeit, wird am besten ausprobiert.

Berechnungsunterlagen

Formeln zur Berechnung der in Bild 8 gezeigten Wandlertypen sind in Tabelle 1 zusammengestellt. Für den nicht erwähnten Wandler nach Bild 8 b gelten die Werte der Spalte 8 a bis auf eine Ausnahme: Die Rückkopplungswindungszahl muß um die Primärwindungszahl erhöht werden.

Bedeutung der Zahlen in Tabelle 1:

B_S	Sättigungsinduktion des Transformatorkernes in kG
C	Eingangskondensator in F
f	Schwingfrequenz in Hz
I_B	Basisstrom der Transistoren für $I_{C\,max}$ in A
$I_{C\,max}$	zulässiger Kollektorstrom in A
J_{max}	zulässige Stromdichte in der Transformatorwicklung in A/mm²
N_a	Ausgangsleistung des Spannungswandlers in W
$N_{a\,max}$	Ausgangsleistung bei $U_{0\,max}$ in W
n	spezifische Windungszahl in Wdg/cm²
Q_E	effektiver Eisenquerschnitt des Transformatorkernes in cm²
Q_W	nutzbarer Wickelraum des Transformators in cm²
q	Drahtquerschnitt in mm²
R_B	Widerstand im Rückkopplungszweig in Ω
U_a	Rechteck-Ausgangsspannung (Effektivwert = Spitzenwert) in V
U_{BE}	Basis-Emitter-Spannung für $I_{C\,max}$ in V
$U_{CE\,max}$	zulässige Kollektor-Emitter-Spannung bei offener Basis in V
U_D	Dachschräge (zulässiger Spannungsabfall der Rechteckspannung) in V
U_K	Kniespannung der Transistoren bei $I_{C\,max}$ in V
U_0	Batteriespannung in V
$U_{0\,max}$	Maximalwert der Batteriespannung in V
w	Windungszahl

Bei der Dimensionierung einer Spannungswandler-Schaltung sind als erstes geeignete Transistoren auszuwählen. Ihre maximale Kollektor-Emitter-Spannung und ihr Kollektor-Spitzenstrom können mit Hilfe der in der Tabelle angegebenen Gleichungen berechnet werden. Einfacher lassen sie sich jedoch aus dem für INTERMETALL-Transistoren aufgestellten Diagramm $N_a = f\,(U_0)$ in Bild 12 ermitteln. Mit den gegebenen Werten der Batteriespannung und Ausgangsleistung des Wandlers erhält man in diesem Diagramm einen Punkt (U_0, N_a), der in einem Parallelogramm-Feld liegt, in das der verwendbare Transistortyp eingetragen ist.

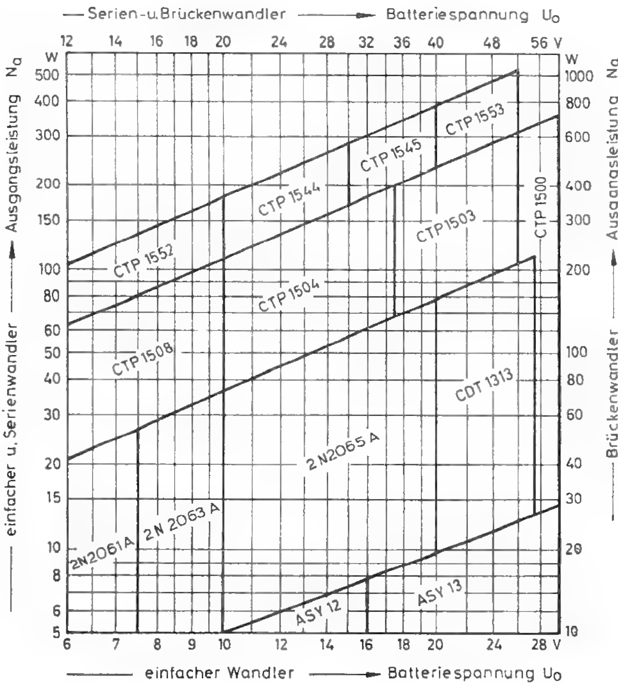


Bild 12 Diagramm zur Auswahl von INTERMETALL-Transistoren für Spannungswandler

Bei Transistoren sinkt der Stromverstärkungsfaktor mit der Betriebszeit allmählich ab, und der Sperrstrom steigt an. Das kann dazu führen, daß ein Transistor für eine bestimmte Schaltung unbrauchbar wird, und man spricht in diesem Zusammenhang von einer Lebensdauer des Transistors. Sie liegt normalerweise um eine Größenordnung über der Lebensdauer von vergleichbaren Röhren, und sie wird um so größer, je geringer die Belastung des Transistors, verglichen mit den höchstzulässigen Grenzwerten ist. Die Betriebssicherheit bzw. die Lebensdauer eines Wandlers läßt sich dadurch erhöhen, daß man den in Bild 12 rechts oder oben anschließenden Typ verwendet, besonders dann, wenn der U_0-N_a-Punkt dicht an der rechten oder oberen Grenze eines Parallelogramms liegt.

In jedem Fall ist zu beachten, daß für die Auswahl der Transistoren und des Transformators die maximal beim Betrieb des Spannungswandlers auftretende Batteriespannung und die dabei abgegebene Leistung zugrunde gelegt werden müssen (siehe Bild 12).

Nach der Wahl der Transistoren muß der Transformator bemessen werden. In Bild 13 ist die maximal mögliche Ausgangsleistung der verschiedenen genormten Transformatorgrößen als Funktion der Frequenz dargestellt. Für die Berechnung dieses Diagrammes wurde als Kernmaterial Dynamoblech IV x 0,35 und eine Induktion von etwa 12 kG zugrunde gelegt. Wegen der bei Frequenzen oberhalb von 100 Hz stark ansteigenden Eisenverluste empfiehlt es sich, den Transformator etwas reichlicher zu dimensionieren als das nach Bild 12 erforderlich wäre. Bei niedrigen Frequenzen wird jeweils die Transformatorgröße gewählt, deren Gerade oberhalb des durch die Frequenz und Ausgangsleistung gegebenen Punktes liegt.

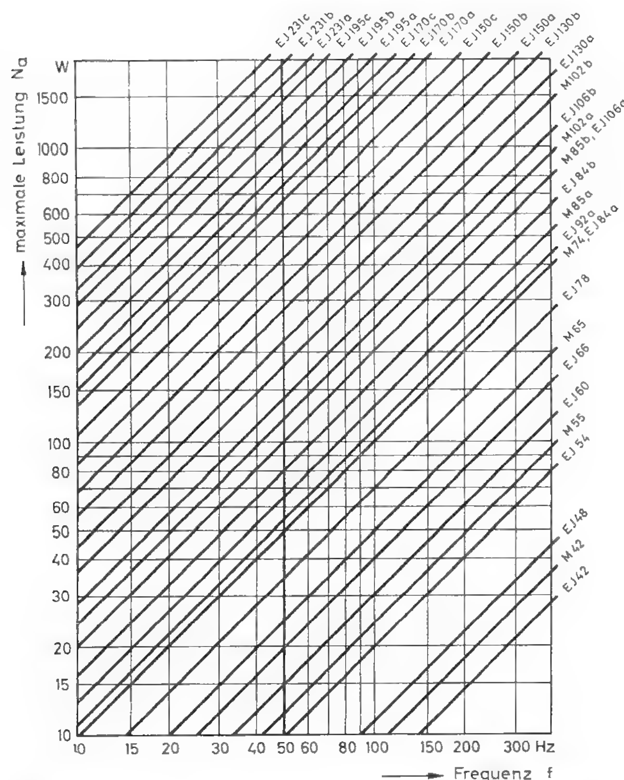


Bild 13 Maximale Leistung genormter Transformatortypen als Funktion der Frequenz (unter Vernachlässigung der mit der Frequenz steigenden Eisenverluste berechnet für Dynamoblech IV x 0,35).

Es ist noch zu berücksichtigen, daß bei einem Parallel-Gegentaktwandler mit geteilter Primärwicklung (Bild 8 a und b) wegen der ungünstigen Wickelraumausnützung die maximale Transformatorleistung nicht erreicht werden kann. Man wählt in diesem Fall einen Kern für eine um 25 % höhere Leistung aus.

Mit einem Schnittbandkern anstelle von Dynamoblech läßt sich bei gleichem Kernquerschnitt etwa die 1,4-fache Leistung übertragen. Schnittbandkerne haben außerdem den Vorteil, daß sie auch aus sehr dünnem Blech hergestellt werden und sich dann für hohe Frequenzen besser eignen. Man wird sie daher vor allem bei Frequenzen über 100 Hz, sowie in den Fällen, wo Abmessungen und Gewicht des Spannungswandlers eine Rolle spielen, einsetzen.

Die für die weitere Berechnung wichtigen Kennwerte des gewählten Transformatortyps gehen aus Tabelle 2 hervor.

Die Windungszahlen der einzelnen Wicklungen werden nach den in Tabelle 1 angegebenen Gleichungen berechnet, wobei für die Sättigungsinduktion bei Dynamoblech IV etwa 14 kG und bei Schnittbandkernen rund 20 kG angenommen werden können.

An Hand von Tabelle 3 wird dann der Drahtquerschnitt ermittelt. Da mit dicken Drähten der Wickelraum schlecht ausgenutzt wird, muß in vielen Fällen der Querschnitt der Primärwicklung auf mehrere Drähte verteilt werden, die dann parallel zu schalten sind. Bei allen Wandlertypen soll die gesamte Primärwicklung etwa die Hälfte, die Sekundärwicklung 2/5 und die Rückkopplungswicklungen zusammen 1/10 des nutzbaren Wickelraumes einnehmen.

Wie schon im Abschnitt über Umschaltverhalten gezeigt wurde, können bei Parallel-Gegentaktwandlern durch die Streuinduktivität an den Transistoren hohe Spannungsspitzen auftreten und diese zerstören. Es ist daher wichtig, daß die beiden Hälften der Primärwicklung sehr eng miteinander gekoppelt sind. Dazu müssen sie nach Möglichkeit zweidrähtig gewickelt werden, bzw. sind bei Aufteilung auf mehrere parallele Drähte diese so zusammenzuschalten, daß sich eine verschachtelte Anordnung der einzelnen Wicklungsteile ergibt (siehe Bild 14).

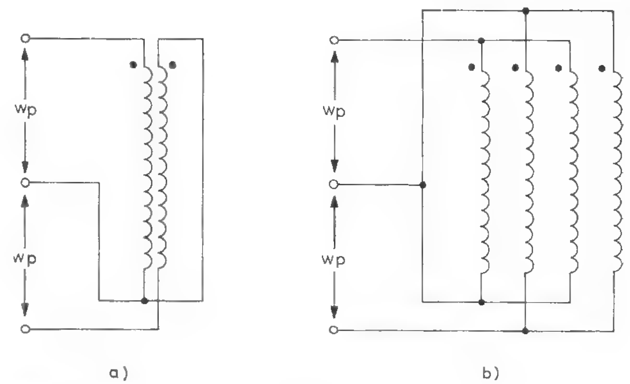


Bild 14 Streuarme Wicklungen
a) zweidrähtig
b) mehrdrähtig verschachtelt

Gegentaktspannungswandler sind im allgemeinen kurzschlußfest. Beim Wegfall der Rückkopplungsspannung sind die Transistoren gesperrt, weil ihre Basis-Emitter-Strecke über die Rückkopplungswindungen und den relativ niederohmigen Basisvorwiderstand kurzgeschlossen ist. Lediglich dann, wenn einer oder mehrere Transistoren durch einen als Anschwinghilfe dienenden Spannungsteiler eine Basisvorspannung erhalten, besteht die Gefahr, daß bei Kurzschluß Transistoren überlastet werden. Bei Wandlern ohne solche Vorspannung kann die Grenzausgangsleistung, bei der die Schwingungen abreißen, mit einem veränderbaren Basisvorwiderstand eingestellt werden.

Berechnungsbeispiel für einen Parallel-Gegentakt-Spannungswandler

Es soll ein Spannungswandler in Emitterschaltung nach Bild 15 mit folgenden Daten entworfen werden:

Batteriespannung	U_0	=	24 V ± 3 V
Ausgangsspannung	U_a	=	220 V
Ausgangsleistung	N_a	=	250 W
Schwingfrequenz	f	=	50 Hz

Bei konstantem Lastwiderstand steigt für die maximale Batteriespannung $U_{0\,max} = 27$ V die Ausgangsleistung auf

$$N_{a\,max} = \left(\frac{U_{0\,max}}{U_0}\right)^2 \cdot N_a = 304\ W$$

und die Frequenz auf

$$f_{max} = f\,\frac{U_{0\,max}}{U_0} = 56\ Hz$$

Mit den Werten für $U_{0\,max}$ und $N_{a\,max}$ ergibt sich aus Bild 12, daß Transistoren des Typs CTP 1500 eingesetzt werden können. Diese besitzen die folgenden Kenn- und Grenzwerte:

$U_{CE\,max}$	= 60 V	bei I_B = 0
$I_{C\,max}$	= 15 A	
I_B	< 1 A	bei I_C = 15 A
U_{BE}	< 3 V	bei I_C = 15 A
U_K	< 1 V	bei I_C = 15 A

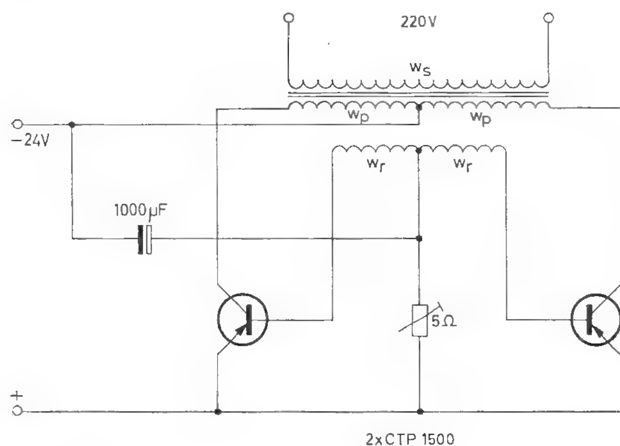


Bild 15 Parallel-Gegentakt-Spannungswandler
24 V / 220 V / 250 W / 50 Hz

Für den Transformator soll ein Kern aus Dynamoblech IV x 0,35 verwendet werden. Wegen der aufgeteilten Primärwicklung ist die notwendige Transformatorleistung 1,25 · $N_{a\,max}$ = 380 W. Aus dem Diagramm in Bild 13 ergibt sich daraus und mit f_{max} = 56 Hz der Transformatortyp EJ 150 a.

Nach den Formeln aus Tabelle 1 erhält man dann die folgenden Werte:

w_p = je 52 Wdg.

w_r = je 14 Wdg.

w_s = 520 Wdg.

Der nutzbare Wickelraum des Transformators ist Q_W = 21,4 cm².

Damit ergibt sich

n_p = 9,8 Wdg. / cm²

n_r = 13,1 Wdg. / cm²

n_s = 61 Wdg. / cm²

Der Drahtquerschnitt q_p muß 5 mm² sein, das entspricht nach der Tabelle 3 einem Durchmesser von etwa 2,5 mm. Mit q_s = 0,68 mm² ergibt sich für die Sekundärwicklung ein Drahtdurchmesser von 0,95 mm, den wir der Einfachheit halber auch für die wenigen Windungen der Rückkopplungswicklung vorsehen.

Für den Basisvorwiderstand R_B ergibt sich ein Wert von etwa 3 Ω. Zweckmäßigerweise wird ein veränderbarer Widerstand von 5 Ω zwischen die Mittelanzapfung der Rückkopplungswicklung und den Pluspol der Batterie geschaltet, mit dem sich die Grenzausgangsleistung einstellen läßt. Für den Eingangskondensator ergibt sich:

$$C = 8{,}7 \cdot 10^{-4}\ F$$

Es wird der handelsübliche Wert von 1000 μF zwischen die Mittelanzapfung der Rückkopplungswicklung und den Minuspol geschaltet. Er dient gleichzeitig als Anschwinghilfe (siehe Bild 15).

Erprobte Spannungswandler

Bild 16 zeigt die Schaltung eines Serien-Gegentakt-Spannungswandlers für 10 W Ausgangsleistung. Eine Anschwinghilfe ist bei Zimmertemperatur nicht erforderlich. Die Schwingfrequenz beträgt 50 Hz und ändert sich zwischen Leerlauf und Vollast um etwa ± 3 %. Die Transformatordaten sind:

Kern: M 55/20, Dynamoblech IV x 0,35 ohne Luftspalt

w_p = 290 Wdg. CuL 0,55 mm ∅

w_r = je 16 Wdg. CuL 0,3 mm ∅

w_s = 3000 Wdg. CuL 0,15 mm ∅

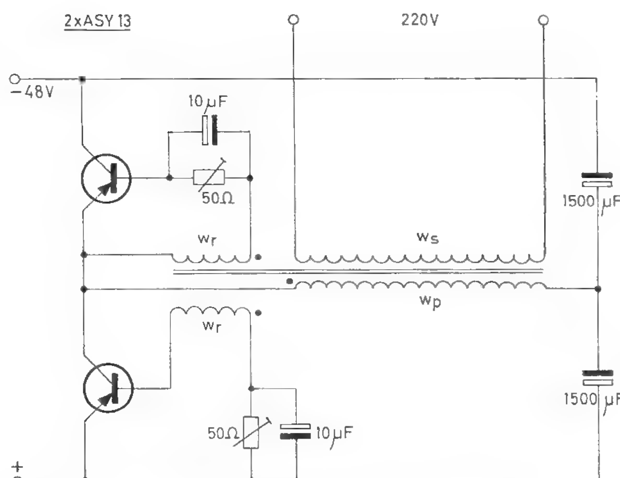


Bild 16 Serien-Gegentakt-Spannungswandler
48 V / 220 V / 10 W / 50 Hz

Bei diesem Wandlertyp können sich bei unterschiedlichen Transistoren von 1 : 1 abweichende Tastverhältnisse einstellen. Deshalb muß wenigstens einer der Basisvorwiderstände einstellbar sein.

Bild 17 ist die Schaltung eines Brückenspannungswandlers für 750 W Ausgangsleistung bei einer Schwingfrequenz von 400 Hz. Der linke obere und der rechte untere Transistor sind mit einem Widerstand überbrückt. Dadurch wird die Primärwicklung beim Einschalten des Spannungswandlers von einem Strom durchflossen, der das Anschwingen bewirkt. Die Änderung der Schwingfrequenz des Gerätes beträgt ± 1 % zwischen Leerlauf und ohmscher Vollast, der Wirkungsgrad bei Vollast rund 85 %. Um bei der hohen Leistung einen kleinen Transformator verwenden zu können, ist ein Schnittbandkern mit folgenden Daten eingesetzt:

Kern: SM 102 a, Trafoperm N 2 - 111

w_p = 14 Wdg., 2 x CuL 2,8 mm ∅, parallel

w_r = je 2 Wdg., CuL 1,0 mm ∅

w_s = 69 Wdg., CuL 1,7 mm ∅

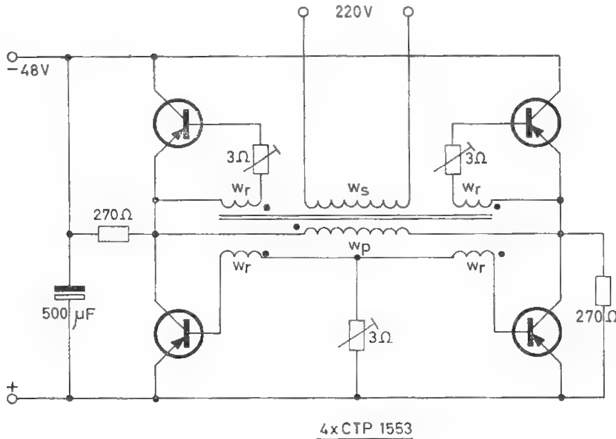


Bild 17 Brücken-Gegentakt-Spannungswandler 48 V / 220 V / 750 W / 400 Hz

Bei der hohen Ausgangsleistung ist auch die Verlustleistung in den Transistoren und im Transformator verhältnismäßig groß. Es empfiehlt sich daher, diese Bauelemente mit Hilfe eines kleinen Lüfters zu kühlen. Die dadurch zusätzlich verbrauchte Leistung von etwa 10 W verringert den Wirkungsgrad des Gerätes nur unbedeutend.

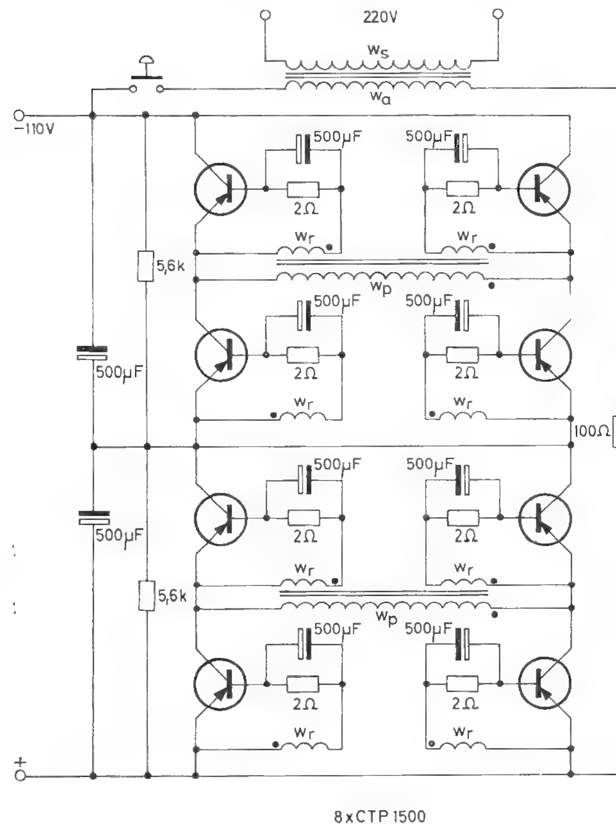


Bild 18 Serienschaltung von Brücken-Spannungswandlern 110 V / 220 V / 1 kW / 50 Hz

Bild 18 ist ein Beispiel für einen aus zwei hintereinandergeschalteten Brückenwandlern zusammengesetzten Spannungswandler. Das Gerät ist für den Betrieb an 110 V Batteriespannung bestimmt. Die Ausgangsleistung beträgt maximal 1 kW, die Schwingfrequenz 50 Hz. Die hier der Übersichtlichkeit halber getrennt gezeichneten Transformatorwicklungen sind auf einem gemeinsamen Kern untergebracht. Der Transformator ist mit einer Anwurfwicklung w_a versehen, durch die über den 100 Ω-Vorwiderstand mit Hilfe eines Druckkontaktes nach dem Einschalten des Gerätes kurzzeitig ein Strom geleitet wird. Die Werte des Transformators sind:

Kern: EI 195 b, Dynamoblech IV x 0,35 ohne Luftspalt

w_p = je 53 Wdg., CuL 3,0 mm ∅

w_r = je 3 Wdg., CuL 1,0 mm ∅

w_s = 228 Wdg., CuL 1,8 mm ∅

w_a = 50 Wdg., CuL 1,0 mm ∅

Tabelle 1

Berechnungsformeln für Gegentakt-Spannungswandler mit Sättigungstransformator

Schaltung		einfacher Gegentakt-Wandler (Bild 8a)	Serien-Gegentakt-Wandler (Bild 8c)	Brücken-Gegentakt-Wandler (Bild 8d)
Kollektor-Emitter-Spannung bei $I_B = 0$	$U_{CE max}$	$\geq 2 \cdot U_{0\,max}$	$\geq U_{0\,max}$	$\geq U_{0\,max}$
Kollektorspitzenstrom	$I_{C\,max}$	$\geq 1{,}2 \cdot \frac{N_{a\,max}}{U_{0\,max} - U_K}$	$\geq 2{,}4 \cdot \frac{N_{a\,max}}{U_{0\,max} - 2\,U_K}$	$\geq 1{,}2 \cdot \frac{N_{a\,max}}{U_{0\,max} - 2\,U_K}$
Effektiver Kernquerschnitt des Transformators	Q_E	$\geq 40 \cdot \sqrt{\frac{N_{a\,max} \cdot 1{,}25}{B_s \cdot f \cdot J_{max}}}$	$\geq 40 \cdot \sqrt{\frac{N_{a\,max}}{B_s \cdot f \cdot J_{max}}}$	$\geq 40 \cdot \sqrt{\frac{N_{a\,max}}{B_s \cdot f \cdot J_{max}}}$
Primäre Windungszahl	w_p	$= \frac{U_0 - U_K}{4 \cdot B_s \cdot Q_E \cdot f} \cdot 10^5$	$= \frac{0{,}5 \cdot U_0 - U_K - U_D}{4 \cdot B_s \cdot Q_E \cdot f} \cdot 10^5$	$= \frac{U_0 - 2 \cdot U_K}{4 \cdot B_s \cdot Q_E \cdot f} \cdot 10^5$
Sekundäre Windungszahl	w_s	$= 1{,}05 \cdot \frac{U_a}{U_0 - U_K} \cdot w_p$	$= 1{,}05 \cdot \frac{U_a}{0{,}5 \cdot U_0 - U_K - U_D} \cdot w_p$	$= 1{,}05 \cdot \frac{U_a}{U_0 - 2 \cdot U_K} \cdot w_p$
Rückkopplungs-Windungszahl	w_r	$= \frac{2 \cdot U_{BE}}{U_0 - U_K} \cdot w_p$	$= \frac{2 \cdot U_{BE}}{0{,}5 \cdot U_0 - U_K - U_D} \cdot w_p$	$= \frac{2 \cdot U_{BE}}{U_0 - 2 \cdot U_K} \cdot w_p$
Primärwindungen pro cm²	n_p	$\geq 4 \cdot \frac{w_p}{Q_W}$	$\geq 2 \cdot \frac{w_p}{Q_W}$	$\geq 2 \cdot \frac{w_p}{Q_W}$
Sekundärwindungen pro cm²	n_s	$\geq 2{,}5 \cdot \frac{w_s}{Q_W}$	$\geq 2{,}5 \cdot \frac{w_s}{Q_W}$	$\geq 2{,}5 \cdot \frac{w_s}{Q_W}$
Rückkopplungswindungen pro cm²	n_r	$\geq 10 \cdot \frac{w_r}{Q_W}$	$\geq 10 \cdot \frac{w_r}{Q_W}$	$\geq 10 \cdot \frac{w_r}{Q_W}$
Drahtquerschnitt primär	q_p	$\geq 0{,}8 \cdot \frac{N_{a\,max}}{U_{0\,max} \cdot J_{max}}$	$\geq 0{,}55 \cdot \frac{N_{a\,max}}{U_{0\,max} \cdot J_{max}}$	$\geq 1{,}1 \cdot \frac{N_{a\,max}}{U_{0\,max} \cdot J_{max}}$
Drahtquerschnitt sekundär	q_s	$\geq \frac{N_{a\,max}}{U_{a\,max} \cdot J_{max}}$	$\geq \frac{N_{a\,max}}{U_{a\,max} \cdot J_{max}}$	$\geq \frac{N_{a\,max}}{U_{a\,max} \cdot J_{max}}$
Drahtquerschnitt der Rückkopplungswickl.	q_r	$\approx 0{,}1 \cdot q_p$	$\approx 0{,}1 \cdot q_p$	$\approx 0{,}1 \cdot q_p$
Basis-Vorwiderstände	R_B	$\approx \frac{U_{BE}}{I_B}$	$\approx \frac{U_{BE}}{I_B}$	$\approx \frac{U_{BE}}{I_B}$
Eingangs-Kondensatoren	C	$\approx \frac{0{,}1 \cdot N_a}{U_0^2 \cdot f}$	$\geq \frac{N_a}{1{,}4 \cdot f \cdot U_0 \cdot U_D}$	$\approx \frac{0{,}1 \cdot N_a}{U_0^2 \cdot f}$

Tabelle 2

Kennwerte der wichtigsten Transformatortypen

Kerngröße	Effektiver Eisenquerschnitt Q_E	Nutzbarer Wickelraum Q_W	maximale Stromdichte J_{max}
	cm²	cm²	A/mm²
M 42/15	1,74	1,8	4,2
M 55/20	3,2	2,7	3,6
M 65/27	5,3	3,9	3,1
M 74/32	7,2	5,0	2,8
M 85/32 (a)	9,2	5,2	2,8
M 85/45 (b)	12,2	5,2	2,7
M 102/35 (a)	11,7	8,0	2,5
M 102/52 (b)	17,4	8,0	2,4
EJ 42/14	1,8	1,0	5,8
EJ 48/16	2,5	1,3	4,8
EJ 54/18	3,2	1,5	4,7
EJ 60/20	3,9	2,1	4,1
EJ 66/22	4,7	2,5	3,8
EJ 78/26	6,5	3,7	3,4
EJ 84/28 (a)	7,6	4,3	3,1
EJ 84/42 (b)	11,2	4,3	2,9
EJ 92/23 (a)	5,1	9,4	2,2
EJ 92/32 (b)	7,1	9,4	2,2
EJ 106/32 (a)	8,8	10,5	2,1
EJ 106/45 (b)	12,3	10,5	2,1
EJ 130/35 (a)	11,9	16,7	1,9
EJ 130/45 (b)	15,3	16,7	1,9
EJ 150/40 (a)	15,5	21,4	1,8
EJ 150/50 (b)	19,4	21,4	1,7
EJ 150/60 (c)	23,3	21,4	1,6
EJ 170/55 (a)	24,3	29,0	1,5
EJ 170/65 (b)	28,4	29,0	1,4
EJ 170/75 (c)	32,7	29,0	1,4
EJ 195/55 (a)	29,4	42,0	1,3
EJ 195/68 (b)	35,7	42,0	1,2
EJ 195/83 (c)	44,5	42,0	1,2
EJ 231/62 (a)	39,8	56,0	1,1
EJ 231/78 (b)	48,6	56,0	1,1
EJ 231/97 (c)	62,8	56,0	1,1

Tabelle 3

Werte von Kupfer-Lackdrähten

Drahtdurchmesser d	Drahtquerschnitt q	Windungszahl pro cm² n
mm	mm²	1/cm²
0,1	0.008	6.000
0,15	0.017	2.800
0,2	0,031	1.650
0,25	0,049	1.100
0,3	0,070	740
0,35	0,096	560
0,4	0,125	430
0,45	0,159	350
0,5	0,196	280
0,55	0,237	230
0,6	0,283	200
0,65	0,332	170
0,7	0,384	150
0,75	0,442	130
0,8	0,502	115
0,85	0,566	100
0,9	0,636	90
0,95	0,709	80
1,0	0,785	73
1,1	0,95	60
1,2	1,13	50
1,3	1,33	48
1,4	1,54	43
1,5	1,76	33
1,6	2,01	29
1,7	2,27	26
1,8	2,54	23
1,9	2,84	21
2,0	3,14	19
2,1	3,46	17
2,2	3,80	15
2,3	4,15	14
2,4	4,52	13
2,5	4,91	12
2,7	5,72	11
2,8	6,16	10
3,0	7,07	9
3,2	8,04	8
3,3	8,55	7
3,5	9,62	7
3.7	10,75	6
3.8	11,34	6
4.0	12,57	5



INTERMETALL **Sonderdruck**

20
1963

Dieter Just

Halbleiterdioden

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Halbleiterdioden *

von Dr. Dieter Just, INTERMETALL GmbH

*) Sonderdruck aus der Zeitschrift Instrumentenkunde 1963, Heft 5

Mit der Entdeckung neuer elektrischer, thermischer und optischer Eigenschaften an dem chemischen Element Selen um die Jahrhundertwende war der Grundstein zur Halbleiterindustrie gelegt. Aus den ersten Trockengleichrichtern mit begrenztem Anwendungsbereich in den zwanziger Jahren entwickelten sich Bauelemente, die das große Gebiet unserer gegenwärtigen Elektronik prägen. Die Anwendung moderner Halbleiterdioden reicht heute vom Gleichrichter höchster Ströme und Energiewandler über Spannungsbegrenzer und automatische Abstimmelemente in Schwingkreisen bis zum Höchstfrequenzverstärker und Schalter in elektronischen Rechenmaschinen. Diese Vielseitigkeit und große technische Bedeutung kommt auch in den Produktionszahlen zum Ausdruck. Im Jahre 1961 wurden beispielsweise in den USA ca. 300 Millionen Halbleiterdioden industriell gefertigt, die zu 90 % Germanium- und Siliziumkristalle enthalten. Die übrigen 10 % sind Dioden auf der Basis von Selen, Kupferoxydul, Galliumarsenid und anderen Halbleitern für Spezialzwecke. Ein weiteres Maß für die bisherige Entwicklung dieser Bauelemente ist die Tatsache, daß der Nachrichtensatellit „Telstar" neben einer Röhre und 1064 Transistoren über 5000 Dioden enthält, die die verschiedensten Aufgaben zu erfüllen haben.

Der nachfolgende Beitrag soll dem interessierten Leser einen Einblick in den derzeitigen Stand der Technik und der Leistungsfähigkeit moderner Halbleiterdioden vermitteln.

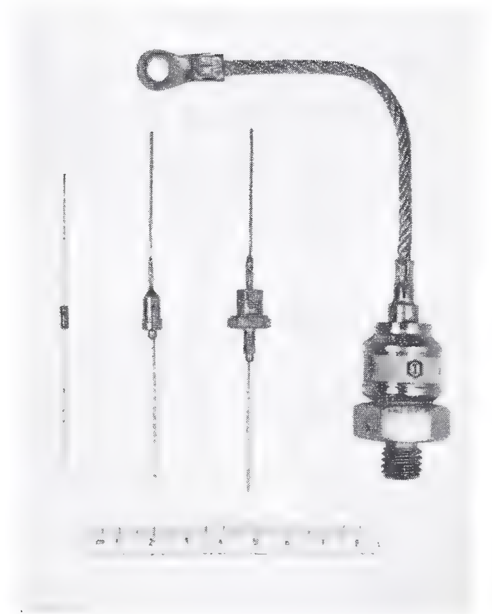


Bild 1: Ausführungsformen von INTERMETALL - Dioden, von links nach rechts: Allglas-Siliziumdiode, 1 W-Silizium-Zenerdiode, 1 A-Siliziumgleichrichter, 20 A-Siliziumgleichrichter

Sperrschichteigenschaften

In Bild 1 sind verschiedene Ausführungsformen handelsüblicher Dioden zusammengestellt, wie sie dem Anwender zur Verfügung stehen. Der gemeinsame, die elektrischen Eigenschaften bedingende Bestandteil aller Typen ist ein Halbleiterkristall, in dem sich ein elektronenleitendes und ein defektelektronenleitendes Gebiet berühren. Diese Berührungszone wirkt elektrisch als Sperrschicht. In Bild 2 a ist der Querschnitt durch einen Flächengleichrichter aus Silizium schematisch dargestellt. Die zugehörige Verteilung der frei beweglichen Ladungsträger, die durch den substitutionellen Einbau von Donatoren (fünfwertige Elemente, z. B. Phosphor, Arsen, Antimon) und Akzeptoren (dreiwertige Elemente, z. B. Bor, Aluminium, Indium) in das Grundgitter des vierwertigen Siliziums ererzeugt wurden, ist aus Bild 2 b ersichtlich. Ein stufenförmiger Übergang des elektronenreichen in das defektelektronenreiche Kristallgebiet ist nicht realisierbar, da die Diffusionsvorgänge eine sprunghafte Änderung der Ladungsträgerkonzentration auszugleichen suchen. Über die Sperrschicht hinweg diffundieren Elektronen in das p-leitende Gebiet und Defektelektronen in den n-leitenden Teil des Kristalls. Demzufolge bildet sich eine Raumladung aus, deren elektrisches Feld der Diffusion entgegenwirkt. Beide Einflüsse führen zu einer Gleichgewichtsverteilung der Ladungsträger und zur Ausbildung einer entsprechenden Kontaktpotentialdifferenz, der sogenannten Diffusionsspannung.

Wie man aus Bild 2 b weiter erkennt, herrscht im stromlosen Zustand der Diode am pn-Übergang die niedrigste Ladungsträgerkonzentration. Die Raumladungszone stellt daher gegenüber den angrenzenden gut leitenden Teilen des Kristalls ein Gebiet hohen Widerstandes dar. Aus dieser Tatsache folgt unmittelbar, daß jeder Halbleitersperrschicht eine Kapazität zuzuordnen ist.

Eine weniger offensichtliche, aber ebenso wichtige Eigenschaft jeder Halbleitersperrschicht ist die Beeinflußbarkeit durch optische oder thermische Energie. Die Ursache sowohl des negativen Temperaturkoeffizienten als auch der

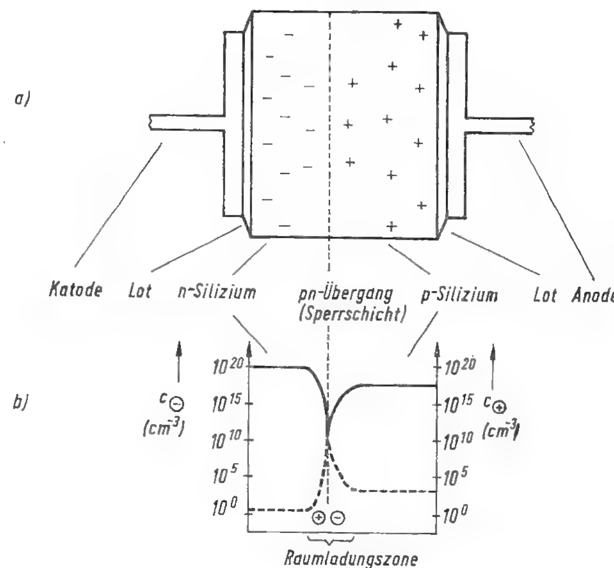


Bild 2: a) Querschnitt und b) Ladungsträgerverteilung eines Silizium-Flächengleichrichters

Lichtempfindlichkeit von Halbleiterwiderständen ist die Erzeugung von Ladungsträgerpaaren durch Energiezufuhr. Erfolgt diese Generation innerhalb der hochohmigen Raumladungszone eines pn-Überganges, so wandern unter dem Einfluß des vorhandenen elektrischen Feldes die Elektro-

nen bevorzugt in das n-leitende Gebiet und die Defektelektronen bevorzugt in den p-leitenden Teil des Kristalls. Dadurch wird die ursprünglich vorhandene Verteilung der Ladungsträger (s. Bild 2b) gestört. Katode und Anode nehmen zur Einstellung eines neuen Gleichgewichtszustandes ein unterschiedliches Potential an. Die auftretende elektromotorische Kraft kompensiert somit die zusätzliche Anreicherung der Ladungsträger beiderseits der Sperrschicht.

Die heute jedoch weitaus am meisten ausgenutzte Eigenschaft der Dioden ist ihre Richtleitung und damit die Beeinflußbarkeit der Raumladungszone durch ein außen angelegtes elektrisches Feld. Bei negativer Katode und demgegenüber positiver Anode verkleinert sich die Raumladung mit steigender Spannung. Nach Überschreiten der Diffusionsspannung wird das hochohmige Gebiet des Kristalls mit Ladungsträgern überschwemmt. Der Strom wächst exponentiell an. Bei entgegengesetzter Polarität (Katode positiv gegenüber Anode) vergrößert sich die Raumladung. Dabei fließt zunächst nur der diffusionsbedingte Sperrstrom der Ladungsträger. Mit steigender Spannung wächst die Feldstärke im Kristallinneren solange, bis die Durchbruchfeldstärke des Halbleitermaterials erreicht ist, so daß Elektronen aus dem Valenzband in das energetisch höherliegende Leitungsband übergehen und ihrerseits neue Elektronen-Defektelektronen-Paare erzeugen (Multiplikationseffekt). Damit überwiegt die Generation der Ladungsträger gegenüber der Rekombination, der Strom steigt lawinenartig an und die Diode verliert die Sperrwirkung (Lawinendurchbruch).

Alle bisher beschriebenen, mit den Vorgängen innerhalb der Sperrschicht zusammenhängenden elektrischen Erscheinungen sind bezüglich ihrer absoluten Größe durch Variation der Ladungsträgerkonzentrationen beiderseits des pn-Übergangs in weiten Grenzen beeinflußbar. Mit steigender Dotierung der aneinandergrenzenden Kristallgebiete nimmt die Breite der Raumladungszone ab. Daher vergrößert sich beispielsweise die Kapazität der Sperrschicht bei konstantgehaltener Fläche. Weiterhin wird die Durchschlagsfeldstärke des Kristallmaterials bereits bei immer kleineren außen angelegten Spannungen erreicht. Erniedrigt man den spezifischen Widerstand der Kristallgebiete beiderseits des pn-Übergangs durch Dotierung so weit, daß die Leitfähigkeit in metallische Größenordnungen kommt und das Elektronengas entartet ist, treten neue Phänomene auf, die mit Hilfe des bisher verwendeten korpuskularen Bildes nicht befriedigend erklärbar sind. Erst wellenmechanische Vorstellungen können die auftretenden „Tunnel"-Effekte im Fluß- und Sperrbereich derartiger hochdotierter Dioden quantitativ beschreiben.

Bei einer in Flußrichtung gepolten sogenannten „Tunnel"-Diode fließt bereits unterhalb der Diffusionsspannung ein unerwartet großer Strom, der ein Maximum und ein Minimum durchläuft, bevor der reguläre, exponentiell spannungsabhängige Flußstrom einsetzt. Die Erklärung für diese Erscheinung ist darin zu suchen, daß die Elektronen im n-leitenden Kristallgebiet auf Grund ihrer hohen Konzentration und der sehr geringen Dicke der Sperrschicht auch im Leitungsband des p-Gebietes eine endliche Aufenthaltswahrscheinlichkeit besitzen, d. h. den Potentialwall des pn-Übergangs „durchtunneln" können.

Ein weiterer „Tunnel"-Effekt tritt in Sperrichtung hochdotierter Dioden auf. Es handelt sich dabei um den sogenannten Zenerdurchbruch, der besagt, daß die Diode ihre Sperrfähigkeit verliert, noch bevor die Durchbruchfeldstärke des Halbleitermaterials erreicht ist. In diesem Fall begünstigt die hohe Feldstärke am pn-Übergang die Tunnelwahrscheinlichkeit der Elektronen.

Die qualitativ beschriebenen physikalischen Gründe der verschiedenen Sperrschichteigenschaften lassen sich heute in guter Übereinstimmung mit dem Experiment auch quantitativ verstehen. Dazu haben sowohl die hohe erreichbare Kristallperfektion als auch die reproduzierbare Technologie der Halbleiterdioden in erheblichem Ausmaß beigetragen.

Herstellungsverfahren

Für die gegenwärtige Produktionstechnik zur Erzeugung von Sperrschichten in Germanium und Silizium sind insbesondere Legierungs- und Diffusionsverfahren von großer Bedeutung. Die Eigenschaften der nach beiden Methoden hergestellten pn-Übergänge unterscheiden sich in qualitativer Hinsicht voneinander, so daß in einigen Fällen eines der beiden Verfahren – bedingt durch die Anwendung der Diode – bevorzugt ist. Da man jedoch auf dem Diffusionsweg wesentlich gezielter und präziser Halbleiterbauelemente jeder Größe mit eng tolerierten elektrischen Eigenschaften herzustellen in der Lage ist, als dies durch Legierungsverfahren gelingt, werden heute ebenso wie bei der Transistorfertigung in steigendem Maße diffundierte Elemente bevorzugt. Die früher verwendeten Metall-Halbleiter-Punktkontakte verlieren demgegenüber immer mehr an Bedeutung.

Hinsichtlich der Auswahl des Grundmaterials tritt Silizium in steigendem Maße gegenüber Germanium in den Vordergrund. Die Ursachen dafür sind zum Teil die in den letzten Jahren erheblich gesunkenen Siliziumkosten, zum großen Teil aber auch die wachsenden Anforderungen an Qualität, Temperaturverhalten und Leistungsfähigkeit. Demgegenüber hat Germanium seine Bedeutung in den Fällen behalten, in denen es vor allem auf die Materialeigenschaften, wie z. B. die gegenüber Silizium wesentlich größere Ladungsträgerbeweglichkeit und die geringere Diffusionsspannung, ankommt. Entsprechendes gilt auch für andere Halbleiter, wie z. B. Galliumarsenid.

Die heute üblichen Legierungsverfahren zur Herstellung von Bauelementen kleiner und mittlerer Leistung unterscheiden sich zwar in Einzelheiten aber nicht prinzipiell voneinander. Bild 3 zeigt einen Schnitt durch eine legierte Diode. Der Germaniumkristall (z. B. homogen p-leitend, 4 mm² groß und 0,4 mm dick) wird zur Erzeugung der Sperrschicht einerseits und der sperrfreien Kontaktierung andererseits zusammen mit kleinen Kugeln oder Ronden aus n- bzw. p-dotiertem (Antimon, Arsen bzw. Indium, Gallium) Legierungsmetall (Zinn - Blei, Gold) in einer geeigneten Form kurzzeitig auf 400–600 °C erhitzt. Dabei schmelzen die Legierungen und lösen eine dem Zustandsdiagramm entsprechende Menge Germanium. Während der Abkühlung erstarren die Schmelzen, deren Rekristallisationsschichten nunmehr die dem dotierenden Legierungszusatz entsprechende Leitfähigkeit aufweisen. Anschließend wird der Diodenkristall in einen dem Verwendungszweck entsprechenden Gehäusesockel gelötet, durch Ätzen gereinigt und mit einem Oberflächenschutz versehen. Zum Schluß wird eine Metallkappe aufgeschweißt, die zur besseren Wärmeableitung mit Fett gefüllt sein kann. Entsprechende Legierungsverfahren finden auch bei Silizium Verwendung. Zur p-Dotierung dient dabei neben Gold-Gallium in großem Umfang Aluminium.

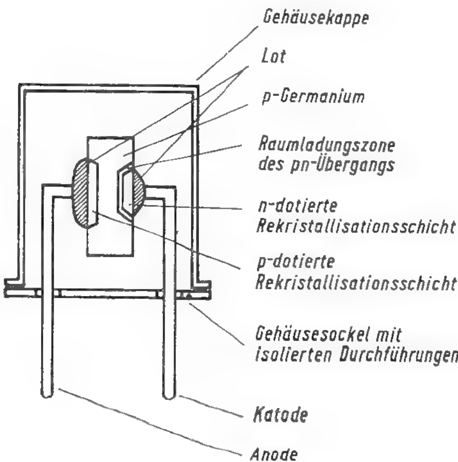


Bild 3: Germanium-Flächendiode

Eine Variation des beschriebenen Legierungsverfahrens benutzt man insbesondere zur Erzeugung sehr kleinflächiger Sperrschichten für Schaltdioden aus Germanium zur Verwendung in Rechenmaschinen. Der pn-Übergang wird dadurch erzeugt, daß man einen dotierten Golddraht durch einen Stromimpuls in das Halbleitermaterial einlegiert. Der Querschnitt einer sogenannten „Golddraht-Diode" ist in Bild 4 dargestellt.

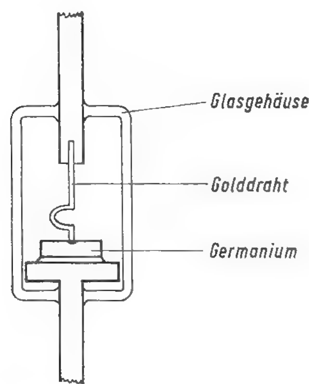


Bild 4: Germanium-Golddrahtdiode

Ein gemeinsames technologisches Merkmal aller Legierungsverfahren besteht darin, daß die Sperrschicht jedes Diodenkristalls individuell hergestellt wird. Demgegenüber zeichnen sich Diffusionsverfahren dadurch aus, daß man den pn-Übergang in der unzerteilten Halbleiterplatte erzeugt und diese anschließend in Einzelkristalle der gewünschten Größe zerlegt. Bild 5 zeigt eine diffundierte Leistungsdiode. Zur Herstellung geht man z. B. von p-leitenden Siliziumplatten (20 mm Durchmesser) der gewünschten Dicke (0,4 mm) aus, wie sie beim Zersägen eines Einkristalls anfallen.

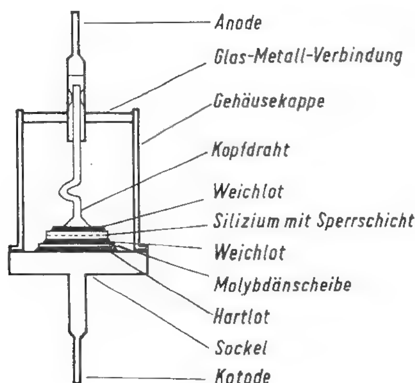


Bild 5: Siliziumgleichrichter

Nach sorgfältiger Reinigung wird bei 1100–1300° C auf einer Seite der Platte Phosphor zur Erzeugung der Sperrschicht und gleichzeitig oder anschließend auf der anderen Seite Bor zur Erleichterung der Kontaktierung eindiffundiert. Im Anschluß an den Diffusionsprozeß entfernt man die dabei entstehenden Oxidschichten mechanisch oder chemisch und plattiert beidseitig mit Gold oder Nickel, um einen sperrfreien Metall-Halbleiterkontakt zu erhalten. Nun zerlegt man die Scheiben durch Ritzen und Brechen oder Stanzen mit Ultraschall in einzelne Diodenkristalle (3 mm Durchmesser), die auf den Gehäusesockel gelötet werden. Um bei Leistungsdioden eine Anpassung der thermischen Ausdehnungskoeffizienten von Silizium und Sockelmaterial (meist Kupfer) zu erreichen, lötet man eine Molybdänscheibe ein. Nach dem Lötprozeß wird die Kristalloberfläche sorgfältig durch Ätzen gereinigt und mit einer Silikon-Schutzschicht versehen. Anschließend wird die Diode hermetisch verschlossen und gealtert. Auf diese Art und Weise lassen sich durch Variation von Ausgangsmaterial, Diffusionsbedingungen und Kristallgröße nahezu alle gewünschten Sperrschichteigenschaften herstellen.

Auch die sich bei Transistoren in steigendem Maße durchsetzende Planartechnik wendet man zur Herstellung von Dioden an. Dabei wird auf der Siliziumoberfläche thermisch eine maskierende Oxidschicht erzeugt, die man nur an den Stellen anschließend wieder entfernt, an denen eine Dotierung durch Diffusion erfolgen soll. Dadurch lassen sich große aber auch extrem kleine Sperrschichtflächen erzeugen.

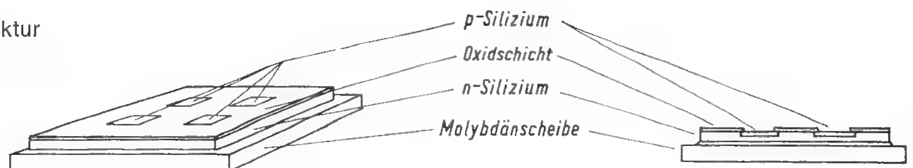
In neuester Zeit wird auch die Epitaxie-Technik, die bei Transistoren inzwischen eine wichtige Rolle spielt, in der Dioden-Fertigung benutzt. Das Prinzip des Epitaxie-Verfahrens besteht darin, auf z. B. hochdotiertes Silizium durch thermische Zersetzung von extrem reinem Siliziumchloroform eine gering dotierte dünne Siliziumschicht aus der Gasphase einkristallin aufwachsen zu lassen. Dadurch kann man Schichtenfolgen erzeugen, die unterschiedliche Dotierung, definierte Dicken und scharfe Übergänge besitzen, wie sie beispielsweise zur Herstellung von Dioden für hohe Frequenzen wünschenswert sind.

Bauelemente

Das theoretische Verständnis der physikalischen Vorgänge in Halbleitersperrschichten und die umfangreichen technologischen Erfahrungen, die auf diesem Gebiet bis zum gegenwärtigen Zeitpunkt gesammelt werden konnten, bilden die Grundlage dafür, daß dem Anwender für zahlreiche Zwecke ein breites Spektrum leistungsfähiger Halbleiterdioden zur Verfügung steht.

Auf Grund der unterschiedlichen elektrischen Anforderungen an Gleichrichter-Dioden gibt es auf diesem Gebiet eine Fülle von Typen. Richtleiter aus Germanium mit kleinen Sperrschichtflächen werden bevorzugt in der Hochfrequenztechnik und als schnelle Schalter in Rechenmaschinen verwendet. Die kurzen Schaltzeiten im Bereich von Nanosekunden werden dadurch erreicht, daß die Trägerlebensdauer innerhalb des Kristalls durch gezielten Zusatz von Schwermetallen (Nickel, Gold) erniedrigt wird. Das bedingt allerdings eine Verschlechterung der Sperrcharakteristik. Für höhere Umgebungstemperaturen setzt man Siliziumdioden ein, die gegenwärtig bis zu Grenzfrequenzen von einigen Gigahertz verwendbar sind. Derartige

Bild 6: Vierfachdiode in Planarstruktur



Hochfrequenzdioden werden bisher überwiegend durch Punktkontakt-Legierungsverfahren hergestellt. Einzelne Firmen gehen aber auch zur Planartechnik über, da es auf diese Weise u. a. gelingt, auf engstem Raum (z. B. in einem gemeinsamen Gehäuse) mehrere Dioden anzuordnen. Eine Vierfachdiode in Planarstruktur ist in Bild 6 dargestellt.

Ein breites Anwendungsgebiet besitzen Siliziumgleichrichter für hohe Spannungen und große Leistungen in Energieversorgungsschaltungen elektronischer Geräte. Der gute Wirkungsgrad, die mechanische und thermische Festigkeit sowie die hohe Lebensdauer sind hervorragende Eigenschaften derartiger Bauelemente. Bild 7 zeigt die statischen Kennlinien eines INTERMETALL-Siliziumgleichrichters für 1 A Richtstrom. Die maximale Sperrschichttemperatur derartiger Siliziumdioden kann zwischen 150 und 300° C betragen. Bei geeigneter Material- und Oberflächenbehandlung gelingt es heute, Sperrspannungen bis zu 4000 V pro Siliziumkristall zu erreichen. Stapelt man derartige Kristalle zu Säulen, wobei auf übereinstimmende Sperrströme und gleiche Ausschaltzeiten zu achten ist, so lassen sich Gleichrichter mit mehr als 50 000 V Sperrspannung aufbauen. Da andererseits das Flußverhalten im wesentlichen durch Kristalldicke und Größe der Sperrschichtfläche bestimmt wird, können auch hohe Ströme von z. B. 250 A mit einer Siliziumdiode gleichgerichtet werden. Bei derartigen Hochleistungstypen spielen allerdings Wärmeleitungsprobleme, die unterschiedlichen Ausdehnungskoeffizienten der verwendeten Materialien und thermische Ermüdungserscheinungen der Lote eine große Rolle.

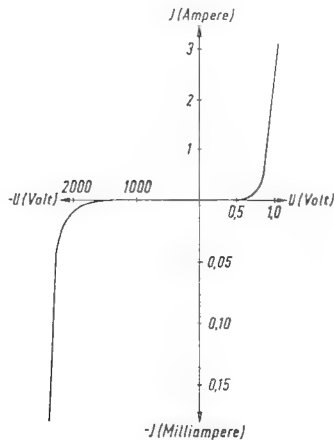


Bild 7: Kennlinien eines 1 A-Siliziumgleichrichters

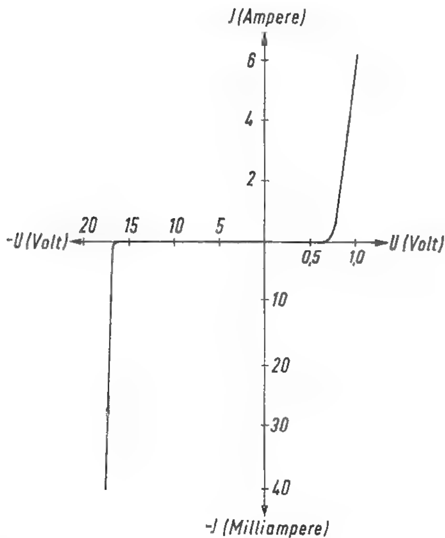


Bild 8: Kennlinie einer Silizium-Leistungszenerdiode

Ein weiteres, bedeutendes Sperrschichtelement aus Silizium ist die Z e n e r d i o d e, bei der dem niederohmigen Teil der Sperrkennlinie besondere Bedeutung zukommt. Unterhalb der Abbruchspannung besitzen derartige Dioden bei Raumtemperatur Sperrströme von einigen Mikroampere. Wenn die in Sperrichtung angelegte Spannung die Größe der Zenerspannung erreicht, steigt der Strom infolge Lawinendurchbruchs stark an. Die Größe des differentiellen Widerstandes im Durchbruchsgebiet der Zenerdiode ist eine Funktion des Zenerstroms und bei Dioden unterschiedlicher Zenerspannung verschieden. Diese hängt ab von der Dotierung des Siliziums sowie der Sperrschichttemperatur. Die Kennlinie einer Si-Leistungs-Zenerdiode zeigt Bild 8.

Zenerdioden lassen sich für Sperrspannungen bis ca. 200 V herstellen und werden zur Spannungsstabilisierung und für mannigfache andere Anwendungen in großem Umfang eingesetzt. Auch zur logarithmischen Darstellung elektrischer Größen sind manche Zenerdioden gut geeignet, die für diesen Zweck eine über 5 Dekaden streng exponentielle Kennlinie im Durchbruchsgebiet besitzen.

Ein weiterer Anwendungsbereich der Zenerdioden sind belastbare Bezugsspannungsquellen. Der positive Temperaturkoeffizient der Zenerspannung wird kompensiert, indem man mit der Zenerdiode eine oder mehrere in Flußrichtung gepolte Siliziumdioden in Reihe schaltet, deren Flußspannung einen negativen Temperaturkoeffizienten hat. Bei guter Stromversorgung lassen sich Referenzspannungen auf besser als 10^{-5} pro Grad Celsius stabilisieren. Bild 9 zeigt ein Weston-Normalelement im Vergleich zu einem INTERMETALL-Silizium-Referenzelement und einer INTERMETALL-Silizium-Zenerdiode.



Bild 9: Weston-Normalelement im Vergleich zu einer Zenerdiode und einem Referenzelement

Zur Zeit werden Versuche zur Herstellung temperaturkompensierter Zenerdioden unternommen. Dabei erzeugt man durch Diffusionsverfahren sowohl die Zenerdiode als auch die den Temperaturkoeffizienten ausgleichende, in Flußrichtung gepolte Diode in dem gleichen Kristall. Die dynamischen Widerstände derartiger Bauelemente sind allerdings bisher noch um ein Vielfaches größer als die der Referenzelemente.

Zwei weitere Dioden haben in den letzten Jahren insbesondere für das Hochfrequenzgebiet steigende Bedeutung bekommen: die Tunneldiode und die Kapazitätsdiode. Die Eignung der T u n n e l d i o d e, deren Kennlinie in Bild 10 wiedergegeben ist, als aktives Bauelement in Verstärkern

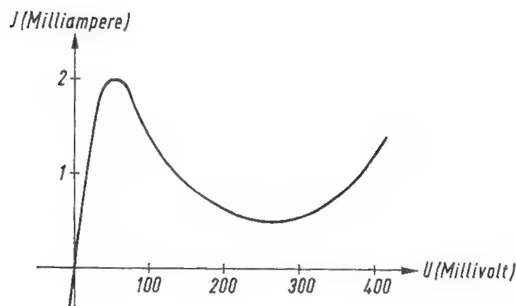


Bild 10: Kennlinie einer Tunneldiode

und Oszillatoren beruht auf dem in Flußrichtung vorhandenen Bereich negativen Widerstandes. Sperrende Eigenschaften bei entgegengesetzter Polung hat die Diode nicht. Da für hohe Grenzfrequenzen Bahnwiderstand und Sperrschichtkapazität im Spannungsminimum möglichst klein sein sollen, bestehen Tunneldioden im allgemeinen aus hochdotiertem n-leitenden Germanium, in das zur Erzeugung der Sperrschicht Indium einlegiert wird. Je nach angewandter Technologie lassen sich Grenzfrequenzen bis 10 GHz und höher erreichen. Dementsprechend besitzen Tunneldioden auch äußerst geringe Schaltzeiten im Bereich von einigen Picosekunden, die insbesondere für die Impulstechnik (z. B. zur Erhöhung der Rechengeschwindigkeit elektronischer Datenverarbeiter) interessieren. Ein weiteres Anwendungsgebiet ist die Mikrowellentechnik. Nachteile des Tunneldiodenverstärkers, der zwar verhältnismäßig rauscharm ist, sind jedoch der geringe Spannungsaussteuerungsbereich und die dadurch begrenzte Leistungsabgabe, sowie die mit der Wurzel der Verstärkung abnehmende Stabilität. In neuester Zeit wurde an hochdotierten Galliumarsenid-Dioden bei hohen Stromdichten eine Infrarotstrahlung beobachtet, so daß spezielle Tunneldioden in Zukunft auch als Laser Anwendung finden können.

Eine wesentlich größere technische Bedeutung besitzen **Kapazitätsdioden**, deren Wirkungsweise auf der Tatsache beruht, daß sich die Breite der Raumladungszone und damit die Kapazität der Halbleitersperrschicht mit der angelegten Spannung ändert. Ein Kapazitäts-Spannungs-Diagramm ist in Bild 11 dargestellt. Sowohl der Absolutwert der Kapazität bei gegebener Spannung als auch die relative Kapazitätsänderung (der sogenannte Kapazitätshub) sind durch geeignete Wahl des Ausgangsmaterials, des Herstellungsverfahrens und der Größe der Sperrschichtfläche selbst in weiten Grenzen variabel. Daraus ergeben sich eine Vielzahl von Anwendungen, die nicht nur den Ersatz konventioneller Bauelemente zum Ziel haben, sondern auch die verschiedensten neuartigen Schaltungen ermöglichen. Gegenwärtig werden Dioden mit spannungsabhängiger Kapazität in Schwingkreisen zur Modulation, automatischen Abstimmung, Teilung und Vervielfachung von hohen, mittleren und niedrigen Frequenzen in steigendem Umfang eingesetzt. Auch in Kippschaltungen und parametrischen Verstärkern spielen sie bereits eine wichtige Rolle. Weiterhin lassen sich ohne Vorspannung betriebene Kapazitätsdioden mit Innenwiderständen von einigen Gigaohm erfolgreich als Modulatoren in Gleichspannungsverstärkern mit extrem hohem Eingangswiderstand einsetzen.

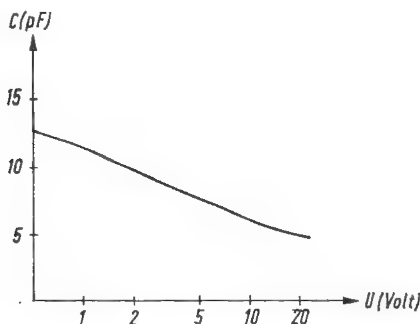


Bild 11: Sperrschichtkapazität einer diffundierten Silizium-Kapazitätsdiode als Funktion der Sperrspannung

Die erwähnten Halbleiterdioden finden in allen Bereichen der Elektronik als mittlerweile unentbehrlich gewordene Bauteile in großen Stückzahlen universelle Verwendung. Demgegenüber wird die am längsten bekannte Halbleitereigenschaft, die Lichtempfindlichkeit der Kennwerte, in weitaus geringerem Maße technisch angewandt. Jedoch haben derartige **photoelektrische Bauelemente** auch zunehmend Eingang in die Elektronik gefunden. Die Erzeugung von Ladungsträgerpaaren durch

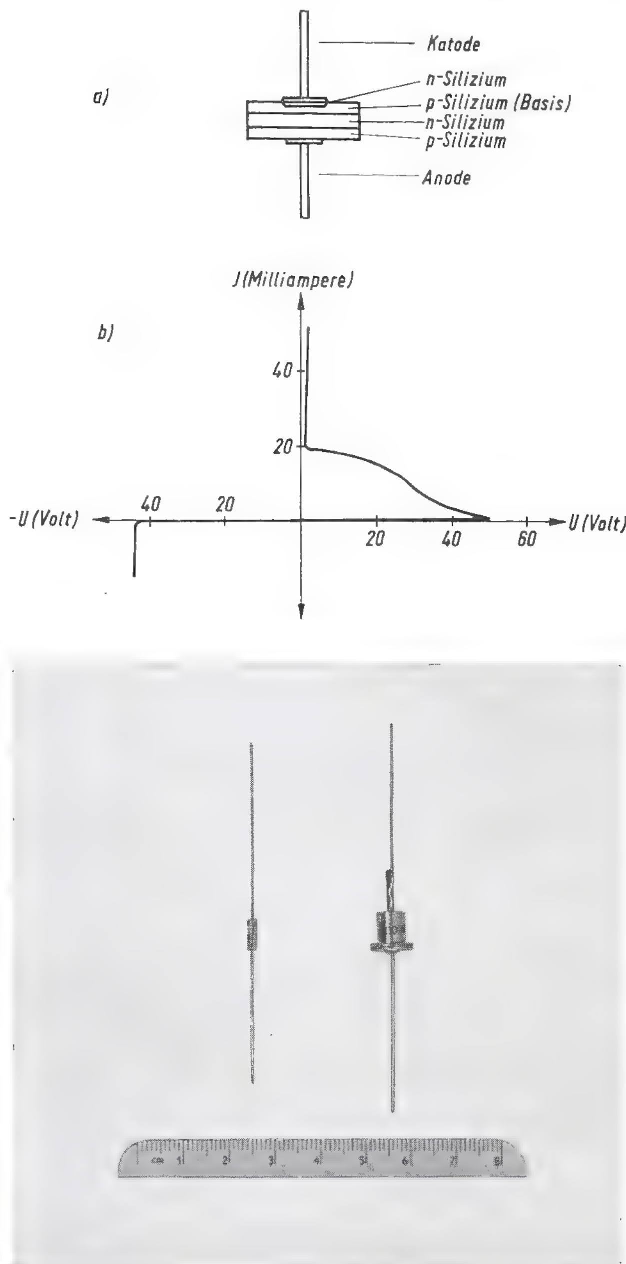


Bild 12: Silizium-Vierschichtdioden
a) prinzipieller Aufbau
b) Kennlinie
c) Ausführungsformen

absorbierte Energie kann grundsätzlich auf drei verschiedene Arten ausgenutzt werden:

1. In Photowiderständen modulieren die zusätzlichen Ladungsträger die Leitfähigkeit.

2. In Photodioden erhöhen die erzeugten Ladungsträger den Sperrstrom.

3. In Photoelementen ändern die zusätzlichen Ladungsträger die Gleichgewichtsverteilung der Elektronen und Defektelektronen innerhalb der Sperrschicht. Dadurch entsteht eine Potentialdifferenz zwischen p- und n-leitendem Gebiet, die als Photospannung meßbar ist.

Photodioden bestehen im allgemeinen aus Germanium mit gezogenen, legierten oder diffundierten pn-Übergängen. Der Dunkelstrom von einigen Mikroampere steigt bei Belichtung an. Photodioden werden zur Steuerung, Regelung und Kontrolle in solchen Fällen mit Erfolg verwendet, in denen optische in elektrische Signale umgesetzt werden sollen. Besondere Bedeutung erlangten Photodioden und Phototransistoren in den letzten Jahren als sehr zuverlässige Zähler energiereicher Elementarteilchen. Auch in die neueste Laser-Technik haben Photodioden als Demodulatoren Eingang gefunden. Für diesen Zweck wurden in letzter Zeit Silizium-Epitaxie-Planar-Dioden mit einer nutzbaren Bandbreite von etwa 5 GHz entwickelt.

Photoelemente mit gutem Wirkungsgrad bestehen aus Silizium mit einer durch Diffusion erzeugten Sperrschicht dicht unterhalb der Oberfläche. Sie eignen sich zur Umsetzung optischer in elektrische Energie in Steuer- und Regelungsanlagen ebenso wie als Solarzellen zur Energieversorgung elektronischer Geräte in Satelliten. Eine denkbare Verwendung von Silizium-Photoelementen als unkonventionelle, erdgebundene Energiewandler wird jedoch auf Spezialfälle beschränkt bleiben, da die Anlagekosten eines derartigen „Kraftwerkes" pro Kilowatt etwa 1 Millionen DM betragen.

Neben den bisher beschriebenen Halbleiterdioden, deren Eigenschaften durch das Vorhandensein einer einzigen Sperrschicht im Kristall bestimmt sind, gibt es eine an Bedeutung zunehmende Gruppe von Zweipolen, die drei pn-Übergänge besitzen. Zonenfolge, Kennlinie und Ausführungsformen von INTERMETALL - Silizium - Vierschichtdioden sind in Bild 12 dargestellt. Die Kennlinie besitzt ein Gebiet negativen Widerstandes. Die Ursache dafür ist der mittlere pn-Übergang, der nach Überschreiten der Schaltspannung die Sperrfähigkeit verliert. Infolgedessen verliert die in Flußrichtung gepolte Anordnung ihren hohen Widerstand und wird niederohmig. Aus diesem Zustand schaltet sie erst wieder zurück, wenn der Haltestrom unterschritten wird. Die Vierschichtdiode stellt also einen Schalter dar, der durch die angelegte Klemmenspannung selbst oder einen ihr überlagerten Impuls gesteuert wird. Diese Eigenschaft bestimmt das Anwendungsgebiet der Diode, z. B. in Multivibratoren, elektronischen Schaltern, Sägezahngeneratoren, Impulsverstärkern.

In unmittelbarem Zusammenhang mit den Vierschichtdioden stehen die gesteuerten Gleichrichter, die ebenfalls vier Gebiete unterschiedlichen Leitungstyps besitzen, von denen jedoch die „Basis"-Zone zusätzlich kontaktiert ist. Dieser dritte Kontakt wird als Steuerelektrode bezeichnet und dient dazu, durch Stromeinspeisung in die Basis die Schaltspannung der Vierschichtdiode zu verändern. Es gelingt auf diese Weise, mit Steuerleistungen von 1–2 Watt in einigen Mikrosekunden Ströme von einhundert Ampere und mehr zu schalten. Infolgedessen sind gesteuerte Gleichrichter für die Starkstromtechnik höchst interessant und spielen heute in der Stromrichtertechnik schon eine wesentliche Rolle.

Ausblick

Betrachtet man zusammenfassend den gegenwärtigen Stand der Technologie und Anwendung von Halbleiterdioden, so ergibt sich, daß die in den letzten Jahren erzielten Fortschritte hinsichtlich Zuverlässigkeit, Lebensdauer und Leistungsfähigkeit der Bauelemente für alle Bereiche der modernen Elektronik von ausschlaggebender Bedeutung sind. Man rechnet allgemein mit einem weiterhin steigenden Bedarf, der sich in etwa 10 Jahren verdoppelt haben wird. Aber auch neue Bauelemente, wie sie sich beispielsweise aus der Forderung der Anwender nach höherer Funktionsdichte zur Raum-, Gewichts- und Kostenersparnis ergeben, werden dazukommen.

In diesem Zusammenhang seien die in letzter Zeit entwickelten Dünnschichtelemente und integrierten Schaltungen für die Digitaltechnik erwähnt. Weiterhin sind für die Zukunft auch neue Anwendungsgebiete zu erwarten, wie zum Beispiel in der Kraftfahrzeugindustrie, im Rahmen der Maser- und Lasertechnik und in der Temperaturmeßtechnik. Bereits heute jedoch sind Halbleiterdioden die unentbehrliche Grundlage von Automatisierung und Rationalisierung in allen Bereichen der Industrie und des täglichen Lebens.



INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH



INTERMETALL **Sonderdruck**

21
1963

Alfons Gilly und Ljubomir Mićić

Gleichspannungsverstärker mit Kapazitätsdioden für kleine Eingangsleistungen

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Gleichspannungsverstärker mit Kapazitätsdioden für kleine Eingangsleistungen*

von Ing. Alfons Gilly und Dipl.-Ing. Ljubomir Mićić, INTERMETALL GmbH.

* Sonderdruck aus Elektronik 1963, Heft 9, Seite 263

Gleichspannungsverstärker - Allgemeines

Es ist schwer, stabile Verstärker für kleine Gleichspannungen mit sehr großem Eingangswiderstand zu bauen. Bei der Gleichspannungsverstärkung mit Röhren, Transistoren oder Magnetverstärkern schwankt die Ausgangsspannung bei konstanter Eingangsspannung. Eine zerhackte Gleichspannung ist leichter zu verstärken. Dabei nutzt man alle Vorteile des Wechselspannungsverstärkers aus, der sich leicht temperaturunabhängig bauen läßt und so ausgelegt werden kann, daß die zeitlichen und temperaturbedingten Änderungen der Parameter praktisch ohne Einfluß auf die Verstärkung sind. Als Zerhacker wird dabei entweder ein elektronischer oder ein elektromechanischer Schalter benutzt. Der elektronische Schalter hat einen verhältnismäßig kleinen Eingangswiderstand. Bei dem elektromechanischen Zerhacker verschleißen die beweglichen Teile.

Man kann eine Gleichspannung auch mit Hilfe gleichspannungsabhängiger Wechselstromwiderstände in eine Wechselspannung umformen. Dazu eignen sich besonders gut Halbleiterdioden, deren Sperrschichtkapazität spannungsabhängig ist.

Mit Hilfe einer Wechselstrombrücke, die zwei Kapazitätsdioden enthält, wird eine Wechselspannung erzeugt, die der Eingangs-Gleichspannung proportional ist. Diese Wechselspannung wird verstärkt und phasenrichtig gleichgerichtet.

Kapazitätsdiode

Der pn-Übergang einer Halbleiterdiode besitzt eine Kapazität, die sich mit der angelegten Spannung U entsprechend der Beziehung

$$C = C_0 \left(\frac{U_0}{U_0 - U}\right)^{1/n} \qquad (1)$$

ändert. Dabei ist U_0 die Diffusionsspannung und n eine vom Herstellungsverfahren abhängige dimensionslose Zahl.

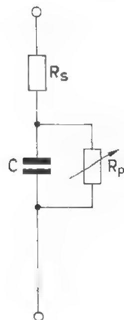


Bild 1: Ersatzschaltbild einer Kapazitätsdiode

Das Ersatzschaltbild einer Kapazitätsdiode (Bild 1) enthält außer der Sperrschichtkapazität C die Verlustwiderstände R_p und R_s. Der Parallelwiderstand R_p ist sehr groß, da er den Widerstand der ladungsträgerfreien Sperrzone darstellt. Der Serienwiderstand R_s setzt sich aus Kontakt- und Materialwiderständen zusammen. Er ist um einige Größenordnungen kleiner als der Parallelwiderstand R_p. Aus der Ersatzschaltung läßt sich die Impedanz einer Kapazitätsdiode ausrechnen:

$$Z = R_s + \frac{R_p}{1 + \omega^2 C^2 R_p^2} - i \omega C \frac{R_p^2}{1 + \omega^2 C^2 R_p^2} \qquad (2)$$

Die Widerstände R_p und R_s sind temperaturabhängig, und ihr Temperaturgang ist von Diode zu Diode verschieden. Der Temperaturkoeffizient der Sperrschichtkapazität unterscheidet sich dagegen von Exemplar zu Exemplar kaum. Werden die folgenden Bedingungen:

$$\frac{1}{2 \pi C R_p} \ll f_a \ll \frac{1}{2 \pi C R_s} \qquad (3)$$

eingehalten, so wird die Dioden-Impedanz für die Arbeitsfrequenz f_a rein kapazitiv

$$Z = j\,x = -j \frac{1}{\omega C_0} \left(\frac{U_0 - U}{U_0}\right)^{1/n} \qquad (4)$$

Der Gleichstromwiderstand R_D der Dioden wird durch den Parallelwiderstand R_p bestimmt, da der Serienwiderstand R_s zu vernachlässigen ist.

$$R_D \approx R_p \qquad (5)$$

Weil der Parallelwiderstand spannungsabhängig ist, wäre es naheliegend, die Diode in Sperrichtung vorzuspannen, um einen hohen Gleichstromwiderstand zu erhalten. Dann liegt aber der kleinere Innenwiderstand der Spannungsquelle dem Diodenwiderstand R_D parallel, so daß diese Maßnahme keine Vergrößerung des gesamten Gleichstromwiderstandes mit sich bringt.

Ein anderer Grund, den Arbeitspunkt nicht im Sperrgebiet zu wählen, liegt darin, daß der Kapazitätshub dC/dU umso größer wird, je kleiner die Sperrspannung ist:

$$\frac{dC}{dU} = -\frac{1}{n} \frac{C}{U_0 - U} \qquad (6)$$

Für U = 0 ist $C = C_0$ und

$$\frac{dC}{dU} = -\frac{1}{n} \frac{C_0}{U_0} \qquad (7)$$

Die Diodenimpedanz folgt derselben Gesetzmäßigkeit bei der Arbeitsfrequenz f_a, d. h. es ist:

$$\frac{dX}{dU} = -\frac{1}{n} \frac{X_0}{U_0} \qquad (8)$$

Bei Spannungen, die klein gegenüber der Diffusionsspannung U_0 sind, kann die Gleichung 4 durch das erste Glied einer entsprechenden unendlichen Reihe angenähert ersetzt werden. Es gilt dann:

$$X = -\frac{X_0}{nU_0} (U - nU_0) \qquad (9)$$

Die Dioden-Impedanz ist dann der Spannung proportional. Der bei dieser Vereinfachung gemachte Fehler ist:

$$F \approx \left(\frac{1-n}{2}\right) \frac{U^2}{nU_0^2 - UU_0}$$

Die Firma Intermetall bietet Kapazitätsdioden BAY 34 an, die für einen Betrieb ohne Vorspannung geeignet sind. Diese legierten Silizium-Dioden weisen folgende Werte auf:

- Diffusionsspannung $U_0 = 0{,}7$ V
- Exponent $n = 2$
- Sperrschichtkapazität $C_0 = 100$ pF bei $U = 0$ V
- Steilheit $dC/dU = 60$ pF/V bei $U = 0$ V
- Parallelwiderstand $R_p = 2$ GΩ bei $U = 0$ V
- Bahnwiderstand $R_s = 40$ Ω
- Arbeitsfrequenz $f_a = 0{,}1 \ldots 1$ MHz
- TK der Sperrschichtkapazitäten $dC/Cdt = 2 \cdot 10^{-3}/^0$ C bei $U = 0$ V
- Relative Linearitätsabweichung des Kapazitätsverlaufes $F = 1\,\%$ bei $U = \pm 50$ mV
- Paarungstoleranz $dC = \pm 2{,}5$ pF

Im Bild 2 sind die Spannungsabhängigkeiten der Sperrschichtkapazität C, der Diodenimpedanz X und des Parallelwiderstandes R_p dargestellt.

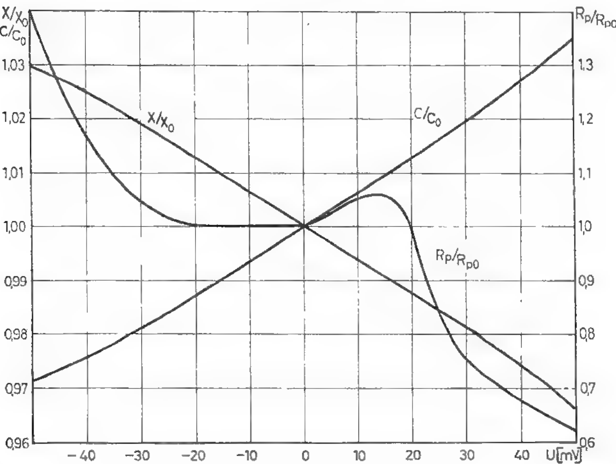


Bild 2: Die Spannungsabhängigkeit der Diodenkapazität, der Diodenimpedanz und des Diodenwiderstandes

Modulatorbrücke

Bild 3 zeigt die Schaltung eines statischen Modulators, der im wesentlichen aus einer Wechselstrombrücke mit den Widerständen R_1 und R_2 und den Kapazitätsdioden D_1 und D_2 besteht.

Die Brücke wird mit einer Wechselspannung U_e gespeist. Für das Brückengleichgewicht gilt die Bedingung:

$$R_1X_2 = R_2X_1 \tag{11}$$

Wenn die Kapazitäten keine Verluste und die Widerstände keine Blindanteile besitzen, ist die Brücke frequenzunabhängig. Verdrahtungs-Induktivitäten und -Kapazitäten können dadurch kompensiert werden, daß man den Widerständen Trimmerkondensatoren parallelschaltet. Mit diesen lassen sich auch Verluste der Kapazitätsdioden für eine bestimmte Frequenz abgleichen.

Die zu messende Gleichspannung vergrößert die Kapazität der einen Diode und verkleinert die der anderen. Dadurch wird die Brücke verstimmt. Die in der Diagonale der verstimmten Brücke auftretende Wechselspannung U_a ist proportional der Änderung der kapazitiven Diodenwiderstände. Mit:

$$R_1 = R_2 = R \tag{12}$$

$$X_1 = X_2 = X \tag{13}$$

wird

$$U_a = U_e \frac{Z_a}{R + jX + Z_a} \cdot \frac{dX}{X} \tag{14}$$

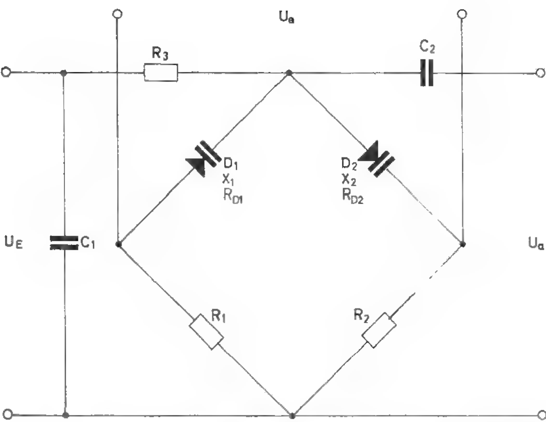


Bild 3: Prinzipschaltbild einer Modulatorbrücke zur Umformung von Gleichspannung in Wechselspannung

wobei Z_a die in der Diagonale liegende Lastimpedanz ist. Das besagt: Die Ausgangsspannung in der Diagonale und damit die Empfindlichkeit der Brücke sind umso größer, je größer die Speisespannung U_e und die Verstimmung dX/X und je kleiner die Widerstände R und X sind.

Für eine hohe Empfindlichkeit ist es erforderlich, daß die Brücke ohne Eingangsgleichspannung sehr genau abgestimmt wird. Die beiden Dioden müssen gut übereinstimmen; ferner soll die Brückenspeisespannung thermisch und zeitlich stabil sein. Das Gleichgewicht der Brücke darf nicht durch äußere Einflüsse gestört werden. Deshalb sind die Dioden eines Paares thermisch zu verbinden, damit sie stets genau die gleiche Temperatur haben. Die Widerstände müssen eine hohe zeitliche Konstanz und gleichen Temperaturgang haben. Der Brückenaufbau muß abgeschirmt werden, um Einflüsse von äußeren Feldern auszuschalten.

Der Gleichstromeingangswiderstand der Brücke besteht aus den parallelgeschalteten Gleichstromwiderständen R_{D1} und R_{D2} der beiden Dioden, da die Widerstände R_1 und R_2 dagegen vernachlässigbar klein sind. Es ist:

$$R_E = \frac{R_{D1} \cdot R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}} \tag{15}$$

Der Eingangswiderstand kann durch schlechte Isolationswiderstände der Kondensatoren C_1 und C_2 und des Aufbaues der Brücke verkleinert werden.

Der Widerstand R_3 und der Kondensator C_1 verhindern, daß am Gleichspannungseingang eine Wechselspannung liegt. Der Kondensator C_2 trennt die Gleichspannungsquelle von dem an die Brücke angeschlossenen Verstärker.

Prinzipielles Schaltbild

Bild 4 zeigt das prinzipielle Schaltbild eines Gleichspannungsverstärkers mit statischem Modulator.

Der Wechselspannungsgenerator speist die Brücke mit konstanter Spannung bei der Arbeitsfrequenz. Die Ausgangsspannung des Generators, U_e, muß so klein sein, daß keine Gleichrichterwirkung an den Dioden auftritt.

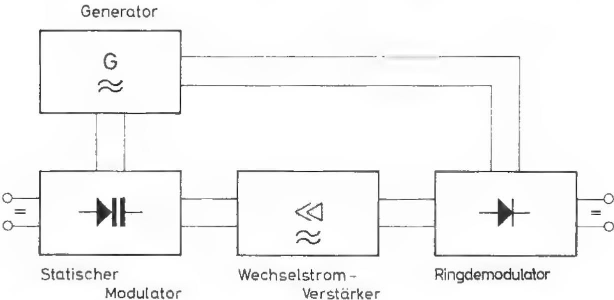


Bild 4: Prinzipschaltbild eines Gleichspannungsverstärkers

Die Ausgangsleistung der Brücke ist für eine direkte Anzeige zu gering und muß daher verstärkt werden. Die Verstärkung soll möglichst linear und zeitlich und thermisch konstant sein. Um Fehler durch Rauschspannungen gering zu halten, wird ein selektiver Verstärker benutzt.

Der Ringdemodulator richtet die verstärkte Wechselspannung phasenrichtig gleich und ermöglicht einen linearen Nulldurchgang der Ausgangsspannung.

Erprobte Schaltung

Bild 5 zeigt die Schaltung eines vollständigen Gleichspannungsverstärkers mit Kapazitätsdioden BAY 34. Alle Stufen sind mit Planar-Transistoren BSY 51 bestückt, da bei diesem Transistor-Typ die zeitlichen Änderungen der Parameter sehr klein sind.

Der Oszillator, die Modulatorbrücke und die erste Verstärkerstufe sind in ein gemeinsames Metallgehäuse eingebaut und gegeneinander durch Trennwände abgeschirmt. Die beiden Kapazitätsdioden in der Brücke sind über einen Kupferblock thermisch verbunden.

Die Stromaufnahme des Verstärkers ist ca. 7 mA. Die Speisespannung wird auf 9 V ± 3 % stabilisiert.

Oszillator

Der Oszillator-Transistor wird in Basis-Schaltung betrieben. Die Rückkopplung der induktiven Dreipunkt-Schaltung erfolgt über den Emitter. Der Oszillator versorgt die Modulatorbrücke und den Ringdemodulator mit der Wechselstrom-Energie bei der Frequenz 550 kHz.

Ein Ringkerntransformator koppelt den Oszillator mit der Modulatorbrücke. Die Wechselspannung der Sekundärseite beträgt 0,027 V_{eff}.

Eine Verstärkerstufe trennt den Oszillator von dem Ringdemodulator, um den Oszillator wenig zu belasten und dadurch die Oszillatorfrequenz konstant zu halten.

Verstärker

Für die ersten zwei Verstärkerstufen ist der Rückwirkungsleitwert für den gewählten Arbeitspunkt $U_{CE} = 8$ V und $I_C = 0{,}5$ mA rein kapazitiv und muß kompensiert werden. Ein Teil der Kollektor-Wechselspannung wird zu diesem Zweck um 180° gedreht und gelangt über 30 pF an die Basis.

Die 56 kΩ-Widerstände, die parallel zu den Resonanzkreisen liegen, flachen ihre Durchlaßkurve ab. Die erzielte Bandbreite beträgt 9 kHz und die Verstärkung 70 dB für beide Stufen zusammen. Die Rauschzahl der ersten Stufe beträgt 9,5 kT_0.

Die dritte Verstärkerstufe ist ebenso aufgebaut wie die bereits erwähnte Trennstufe zwischen Oszillator und Ringdemodulator.

Ringdemodulator

Der Ringdemodulator richtet die verstärkte Wechselspannung phasenrichtig gleich. Um den linearen Spannungsbereich für den Lastwiderstand von 2 kΩ zu vergrößern, wurde jeder Germanium-Diode AAY 13 1 kΩ vorgeschaltet. Das Siebglied aus 2 x 10 nF und 1 kΩ verhindert, daß Wechselspannung an den Ausgang gelangt.

Erreichte Werte

Gleichstrom-Eingangswiderstand	≥ 1 GΩ
Grenze des linearen Aussteuerbereiches	≈ 2 mV
Nullpunktänderung, bezogen auf den Eingang, bei Umgebungstemperaturen von 20 ... 25° C	
innerhalb von 1 Stunde	≤ 5 µV
innerhalb von 3 Wochen	≤ 30 µV
Temperaturbedingte Änderungen der Eingangsspannung	≤ 2 µV/° C
Frequenzbereich des Verstärkers	0 ... 3 kHz
Spannungsverstärkung	5×10^2
Leistungsverstärkung	10^{11}
Nennwert des Ausgangswiderstandes	2 kΩ

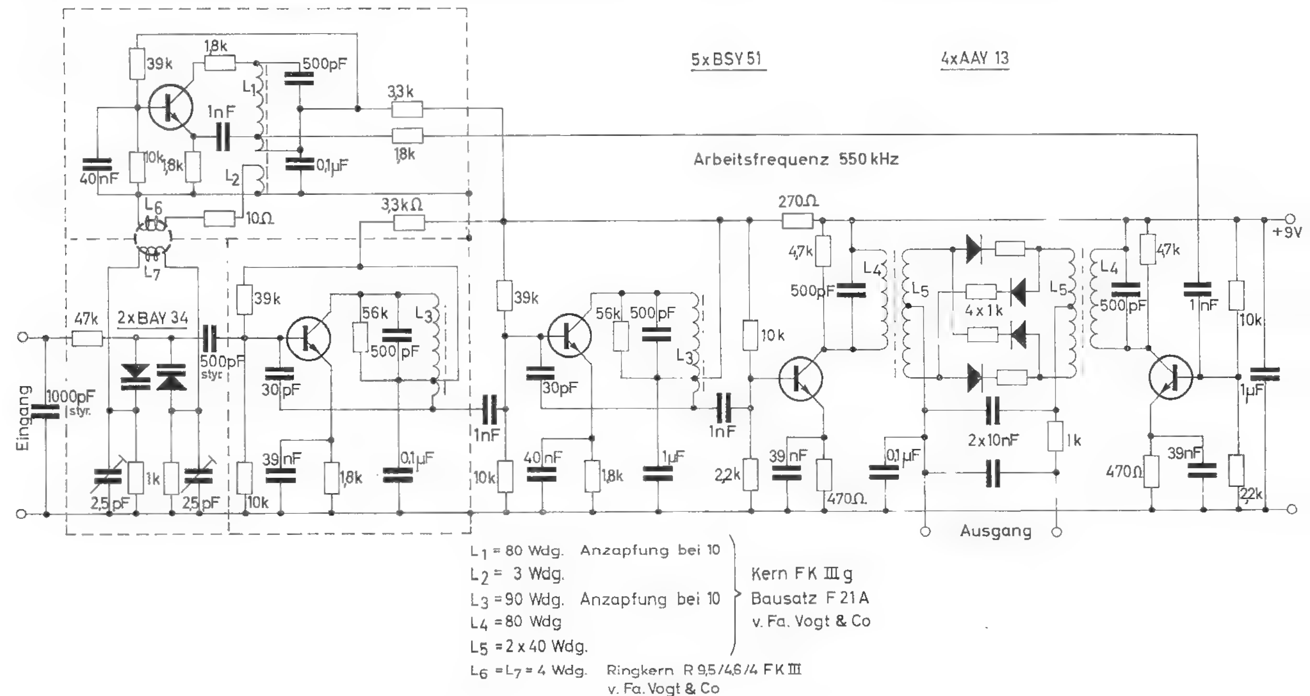


Bild 5: Erprobte Schaltung eines Gleichspannungsverstärkers mit Kapazitätsdioden BAY 34

Literatur

1. Meyer-Brötz: Modulatoren zur Umsetzung sehr kleiner Gleichspannungen in Wechselspannungen, Elektronik 1960, Heft 2, Seite 59
2. K. H. Wilke: Einfache Gleichspannungsverstärker mit Halbleiter-Bauelementen, Elektronik 1962, Heft 9 u. 10
3. H. Keller, M. Lehmann u. L. Mićić: Diffundierte Silizium-Kapazitätsdioden, Radio Mentor 1962, Heft 8.



INTERMETALL Sonderdruck

22
1963

Hans Keller

Ein UKW-Empfänger mit elektronischer Abstimmung und Sendersuchautomatik

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Ein UKW-Empfänger mit elektronischer Abstimmung und Sendersuchautomatik *

von Dipl.-Ing. Hans Keller, INTERMETALL GmbH

*) Sonderdruck aus Funktechnik 1963, Heft 22

Diffundierte Kapazitätsdioden werden schon seit Jahren mit bestem Erfolg in Rundfunk- und Fernsehempfängern zur automatischen Scharfabstimmung eingesetzt. Die vergleichsweise geringen Fertigungstoleranzen und niedrigen Verlustwiderstände der Dioden BA 110, BA 111 und BA 112 haben daneben zu vielen anderen Anwendungen geführt, über die bereits im Intermetall - Sonderdruck 14/1962 ausführlich berichtet wurde. Hier soll nun gezeigt werden, daß die Kapazitätsdiode BA 111 grundsätzlich auch zur Abstimmung des UKW-Bereiches von 87 bis 104 MHz geeignet ist. Dazu wird je eine Diode anstelle des Drehkondensators in die frequenzbestimmenden Kreise des Tuners eingesetzt und die Empfängerabstimmung durch Ändern der Sperrspannung der Dioden vorgenommen. Die Sender können daher beispielsweise mit einem Potentiometer oder mit Drucktasten eingestellt werden, wobei es möglich ist, diese auch in größerer Entfernung vom Empfänger zu montieren, da die Zuleitungen keine Hochfrequenzspannung führen. Ein besonderer Vorteil der Abstimmung mit Kapazitätsdioden ist aber die Möglichkeit einer rein elektronischen Sendersuchautomatik. Eine solche Schaltung wird hier beschrieben.

Der UKW-Tuner der meisten handelsüblichen Transistorempfänger enthält eine breitbandige Vorverstärkerstufe, einen abgestimmten Zwischenkreis und eine selbstschwingende Mischstufe mit abgestimmtem Oszillatorkreis.

Für eine kontinuierliche Abstimmung des UKW-Bereiches muß die Kapazität C_e des Zwischenkreises im Verhältnis 1:1,43 verändert werden. Die für den Oszillatorkreis erforderliche Kapazitätsvariation ist geringer, da die Oszillatorfrequenz normalerweise über der Empfangsfrequenz liegt. Der Wert C_e setzt sich zusammen aus der Diodenkapazität, der Kapazität des Abgleichtrimmers und den unvermeidlichen parasitären Kapazitäten. Bei sorgfältiger Auslegung der Schaltung und der Verdrahtung des Tuners kann die insgesamt wirksame Parallelkapazität kleiner als 12 pF gehalten werden. Die mögliche Kapazitätsvariation der Abgleichtrimmer ist dann allerdings begrenzt, so daß es sich empfiehlt, die Nennkapazität der Dioden auf ± 5 % zu tolerieren.

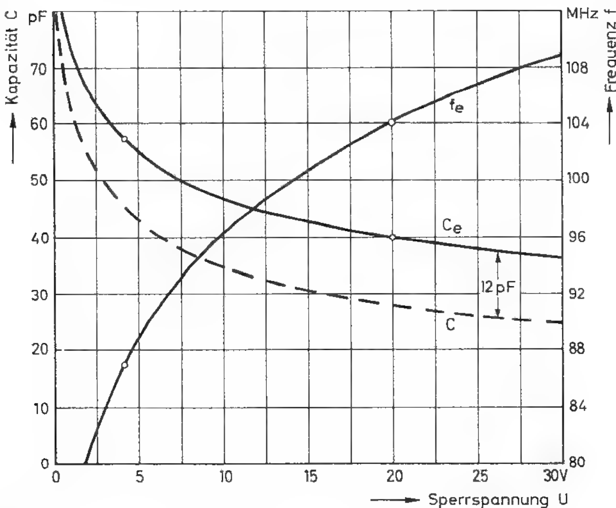


Bild 1: Kapazität C der Diode BA 111 sowie Gesamtkapazität C_e und Resonanzfrequenz f des Zwischenkreises als Funktion der an der Diode liegenden Sperrspannung.

Im Bild 1 ist die mittlere Kapazität C der Diode BA 111 und die um 12 pF höhere Kreiskapazität C_e als Funktion der an die Kapazitätsdiode angelegten Sperrspannung U aufgetragen. In das gleiche Diagramm ist die von C_e abhängige Abstimmfrequenz des Zwischenkreises eingezeichnet. Die Abbruchspannung der BA 111 beträgt minimal 20 V. Legt man den Kreis so aus, daß er bei dieser Spannung auf 104 MHz abgestimmt ist, so wird die untere Empfangsfrequenz von 87 MHz bei etwa 4 V Sperrspannung erreicht.

Die Gleichspannung an der Diode sollte mindestens zweimal so groß sein, wie die ihr überlagerte Spitzenwechselspannung. Bei hoher Aussteuerung macht sich nämlich der nichtlineare Kapazitätsverlauf störend bemerkbar. Wie Bild 2 zeigt, tritt bei sinusförmiger Änderung der anliegenden Sperrspannung eine Gleichkomponente $\triangle C$ auf, wodurch die mittlere Kapazität von dem der Gleichvorspannung U entsprechenden Wert C nach C* verschoben wird. Dadurch wird die Resonanzfrequenz des Kreises verringert und der Tuner verstimmt. Da dieser Gleichrichtereffekt mit der Aussteuerung zunimmt, sollte bei der untersten Abstimmspannung von 4 V die Wechselspannung an den Kapazitätsdioden 1,5 V_{eff} möglichst nicht überschreiten. Falls die Gefahr besteht, daß im Bereich starker Sender eine höhere Wechselspannung auftritt, so kann dies durch eine automatische Verstärkungsregelung der Vorstufe oder durch eine Spannungsbegrenzerschaltung verhindert werden.

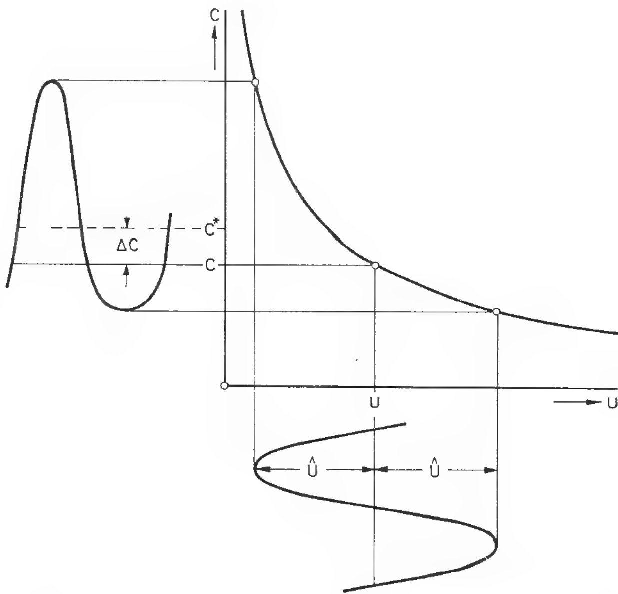


Bild 2: Einfluß der Kennlinienkrümmung bei hoher Wechselspannungsaussteuerung der Kapazitätsdiode.

Außer der möglichen C-Variation ist vor allem der Gütefaktor der Kapazitätsdiode von Bedeutung. Er hängt im wesentlichen von dem wirksamen Serienwiderstand ab. Durch Verbesserung der Herstellungsverfahren konnte dieser in jüngster Zeit bei der BA 111 auf einen mittleren Wert von 0,5 Ohm herabgesetzt werden. Bei 4 V Sperrspannung und der untersten Frequenz von 87 MHz ergibt sich damit ein Gütefaktor der Diode $Q_C \approx 70$. Da dieser Wert geringer ist als bei Drehkondensatoren mit Luftdielektrikum, müssen für eine ausreichende Selektivität

der abgestimmten Kreise Spulen mit hoher Güte (z. B. $Q_L \approx 200$) verwendet werden.

Wenn der Empfangsbereich des Tuners zur Sendersuche automatisch durchlaufen werden soll, muß die Spannung an den Kapazitätsdioden — am besten periodisch — von 4 auf 20 V ansteigen. Zur Erzeugung der Abstimmspannung eignet sich daher ein Sägezahngenerator nach dem in Bild 3 a wiedergegebenen Prinzip. Über den Vorwiderstand R_l wird der Kondensator C aufgeladen. Erreicht die Ladespannung die Schaltspannung der Vierschichtdiode V, so zündet diese und entlädt den Kondensator über den Schutzwiderstand R_S. Wenn am Ende der Entladung der Haltestrom der Vierschichtdiode unterschritten wird, so löscht sie wieder, und der Ladevorgang beginnt erneut. Die Abstimmspannung für die Kapazitätsdioden kann am Punkt A der Schaltung abgegriffen werden.

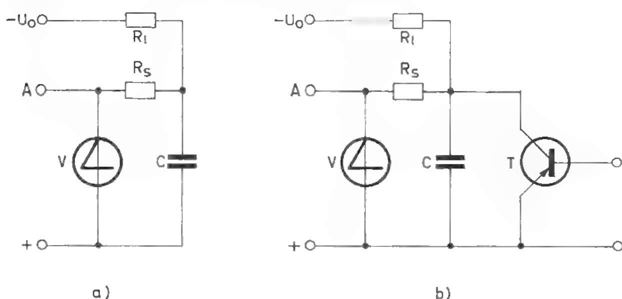


Bild 3: Freilaufender (a) und gesteuerter (b) Sägezahngenerator zur Erzeugung der Abstimmspannung für die Kapazitätsdioden.

Damit die Kondensatorspannung bei Abstimmung auf einen einfallenden Sender konstant bleibt, muß der Ladevorgang von der Diskriminatorspannung gesteuert werden. Dazu wird wie in Bild 3 b gezeigt, dem Kondensator die Kollektor-Emitter-Strecke eines Transistors T parallel geschaltet, dessen Basis an den Tonfrequenzausgang des Diskriminators angeschlossen ist. Der Diskriminator muß unterhalb seiner Mittenfrequenz eine positive und oberhalb davon eine negative Spannung abgeben (s. Bild 4). Der Transistor ist dann bei steigender Abstimmfrequenz solange gesperrt, bis die Diskriminatorspannung und damit seine Basis-Emitter-Spannung den Wert U_S erreicht. Dann zieht er einen so hohen Kollektorstrom, daß die Aufladung des Kondensators unterbrochen und die Abstimmspannung konstant gehalten wird. Dabei ist allerdings der Empfänger nicht auf den Nulldurchgang der Diskriminatorkennlienie abgestimmt, sondern auf den Punkt X der negativen Flanke.

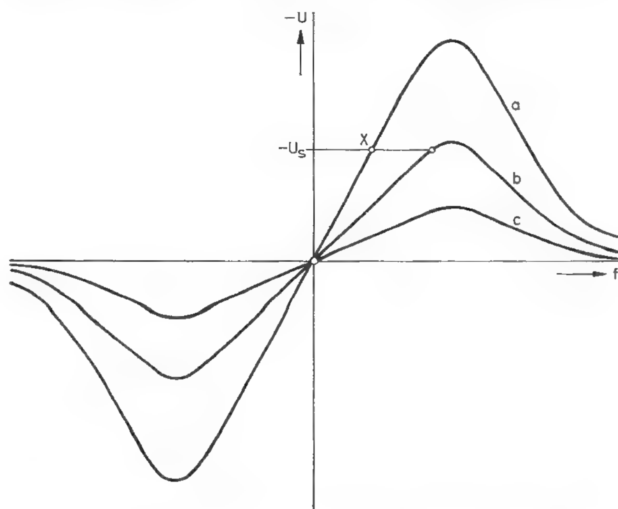


Bild 4: Diskriminatorkennlinien für verschiedene Empfangsfeldstärken.

Der Empfang ist daher nur dann verzerrungsfrei, wenn die Steuerspannung U_S klein ist gegenüber dem Maximalwert der Diskriminatorspannung. Bei der Kurve a des Bildes 4 ist die Abstimmgenauigkeit noch zufriedenstellend. Bei einem etwas schwächer einfallenden Sender (Kurve b) ergeben sich jedoch erheblich Verzerrungen. Außerdem führt hier schon eine geringfügige Verminderung der Empfangsfeldstärke dazu, daß die Abstimmung auf den nächsten Sender weiterläuft. Auf einen Sender noch geringerer Feldstärke, der eine Diskriminatorspannung entsprechend Kurve c liefert, spricht die Schaltung nicht mehr an.

Die Suchautomatik wird wesentlich verbessert, wenn sich die Abstimmfrequenz nach dem Einfangen eines Senders selbstätig auf den Nulldurchgang der Diskriminatorkurve zurückregelt. Eine Schaltung, die diesen Bedingungen genügt, wurde bei dem Versuchsaufbau des in Bild 6 gezeigten Empfängers verwendet und wird mit diesem zusammen beschrieben.

Bild 5 zeigt das Blockschaltbild des Empfängers. Die Kapazitätsdioden sind anstelle der Drehkondensatoren in den Zwischen- und Oszillatorkreis des UKW-Tuners geschaltet. Sie bilden zusammen mit je einem Entkopplungs- und einem Trimmerkondensator die Kreiskapazitäten C_e und C_o. Die Abstimmspannung wird über Vorwiderstände R_v zugeführt, die so hochohmig sind, daß die Kreise nicht zusätzlich bedämpft werden. Als Empfängerskala dient ein in Frequenzen geeichtes Instrument, mit dem die von der Sendersuchautomatik gelieferte Abstimmspannung gemessen wird.

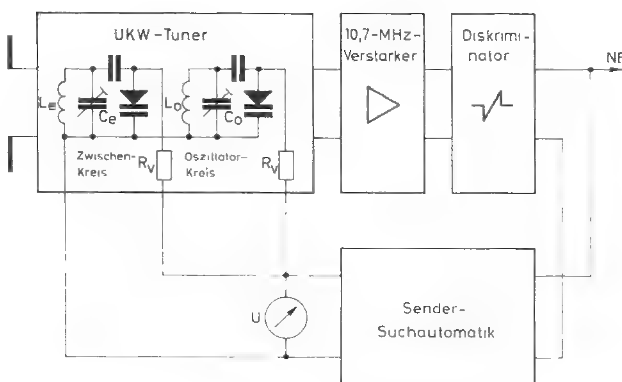


Bild 5: Blockschaltbild eines UKW-Empfängers mit Kapazitätsdioden-Abstimmung und Sendersuchautomatik.

Die Gesamtschaltung des Empfängers ist bis auf die ZF- und NF-Verstärkerstufen in Bild 6 wiedergegeben. Abgesehen von den Kapazitätsdioden ist der UKW-Tuner in bekannter Technik geschaltet. Bei dem Versuchsgerät wurde auf eine Verstärkungsregelung der Vorstufe verzichtet.

Die Sendersuchautomatik enthält einen Sägezahngenerator mit der Vierschichtdiode 4 E 20–8. Der Ladestrom des 250 μF-Kondensators erzeugt an dem 470 Ohm-Basiswiderstand des ersten Transistors OC 303 eine so hohe Spannung, daß dieser durchgesteuert wird. Der an seinen Kollektor angeschlossene zweite Transistor OC 303 ist dann gesperrt. An den negativen Belag des Ladekondensators ist der Kollektor des vom Diskriminator gesteuerten Transistors OC 307 (II) angeschlossen. Sein Emitter liegt an einem Spannungsteiler, mit dem die erforderliche Steuerspannung U_S und damit die Ansprechempfindlichkeit der Schaltung eingestellt werden kann.

Wenn der Tuner auf einen Sender ausreichender Feldstärke abgestimmt ist, wird der Ladevorgang des 250 μF-Kondensators unterbrochen. Dadurch entfällt die Basisspannung des ersten OC 303, und der zweite OC 303 wird durchgesteuert. Über seine Kollektor-Emitter-Strecke

wird dabei der einstellbare 250 Ω-Widerstand kurzgeschlossen und der Emitter des OC 307 (II) auf annähernd Pluspotential gelegt, so daß er nur noch geringe Basisspannung benötigt, um weiterhin Strom zu führen. Um diese Spannung möglichst klein zu halten und die Abstimmgenauigkeit des Gerätes zu erhöhen, wurde das Grundpotential der Diskriminatorschaltung mit Hilfe der in Durchlaßrichtung vorgespannten Diode FD 5 um einige hundert Millivolt angehoben. Die Abstimmung wird dadurch beim Einfangen eines Senders automatisch und mit ausreichender Genauigkeit auf die Frequenz des Nulldurchganges der Diskriminatorkurve zurückgeregelt. Die Schaltung wirkt daher gleichzeitig als extrem starke Scharfabstimmung, so daß Temperatur- und Betriebsspannungseinflüsse weitgehend kompensiert werden.
Wenn ein anderer Sender eingestellt werden soll, so muß der Druckkontakt K kurzzeitig geschlossen werden. Dadurch wird die Regelung der Kondensatorspannung unterbrochen, so daß diese bis zum Einfangen des nächsten Senders ansteigt.

Wegen ihres geringen Platzbedarfs und der mechanischen Unempfindlichkeit ist die hier beschriebene elektronische Schaltung einer Suchautomatik mit Motorantrieb in vieler Hinsicht überlegen. Andererseits hat sie gegenüber dieser aber auch einige Nachteile. So beginnt z. B., wenn das Gerät abgeschaltet war, der Suchvorgang immer bei der untersten Frequenz und nicht, wie bei der Motorautomatik, bei dem zuletzt vor dem Abschalten eingestellten Sender. Außerdem besteht bei starken Feldstärkeschwankungen am Empfangsort, wie sie z. B. bei Autoempfängern vorkommen, die Gefahr, daß die Diskriminatorspannung kurzzeitig unter den zur Spannungsregelung erforderlichen Wert absinkt und dann die Abstimmung auf den nächsten Sender weiterläuft. Diese Nachteile können aber sicher in manchen Fällen in Kauf genommen oder durch zusätzliche Maßnahmen verhütet werden. Viel mehr fällt ins Gewicht, daß diese Art der Abstimmung vorerst nur für den UKW-Bereich möglich ist, da Dioden mit der für den Mittelwellenbereich erforderlichen Kapazitätsvariation und Gleichlauftoleranz noch nicht zur Verfügung stehen.

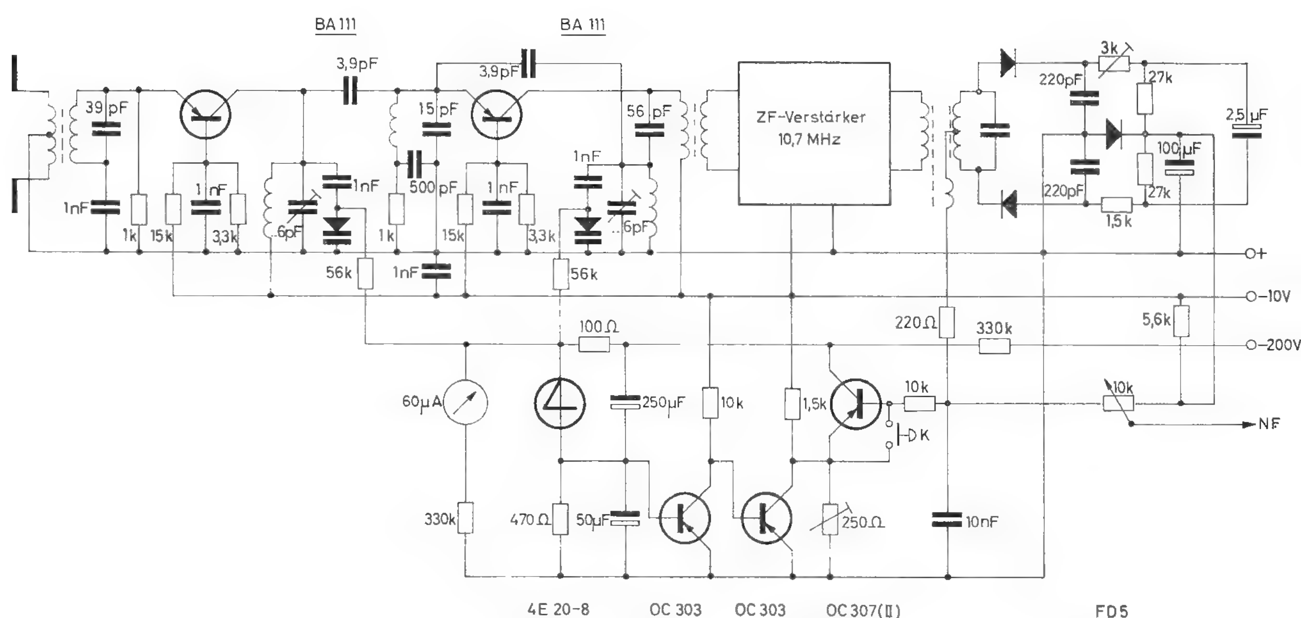


Bild 6: Schaltung des UKW-Empfängers mit elektronischer Sendersuchautomatik.



INTERMETALL **Sonderdruck**

23
1963

Bernhard Dietrich und Manfred Lehmann

Silizium-Epitaxi-Planar-Transistoren

Technologie und Eigenschaften

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Silizium-Epitaxie-Planar-Transistoren — Technologie und Eigenschaften*)

von Dipl.-Phys. Bernhard Dietrich und Ing. Manfred Lehmann, INTERMETALL GMBH

*) Sonderdruck aus radio mentor 1963, Heft 10

Allgemeines

In den Anfängen der Halbleitertechnik war die Herstellung eines ebenen, abrupten pn-Überganges bei Flächentransistoren eine der größten Schwierigkeiten. Fortschritte im Legierungsverfahren ließen dieses Problem bald in den Hintergrund treten. Neben dem Wunsch, Grenzfrequenz und Verlustleistung zu erhöhen, wurden die Forderungen nach größerer und definierter Lebensdauer der Bauelemente immer weiter verschärft. Dies umschließt sowohl Widerstandsfestigkeit gegen mechanische, thermische und atmosphärische Einflüsse, als auch zeitliche Konstanz der elektrischen Werte. Alle diese Eigenschaften werden durch den Systemaufbau, die Montage und durch die Oberfläche des Halbleiterkristalls bestimmt. Die Oberfläche beeinflußt die Restströme, welche sich bekanntlich aus einem Volumen- und einem Oberflächenanteil zusammensetzen. Während der Volumenreststrom materialbedingt ist, für ein bestimmtes Halbleitermaterial mit gegegebener Dotierung also festliegt und zum Gesamtreststrom nur einen geringen konstanten Beitrag liefert, ist der Oberflächenanteil durch Umgebungseinflüsse zunächst beliebigen Schwankungen ausgesetzt, hauptsächlich durch Anlagerung von Wasser- und Gasmolekülen.

Durch Einschließen der Bauelemente in Glas- oder Metallgehäuse versucht man, die Verhältnisse zu stabilisieren, meist unter Zuhilfenahme von Schutzsubstanzen. Ein wirklich dichtes Verschweißen eines Metallgehäuses sowie ein vakuumdichtes Einschmelzen der Glas-Durchführungen bereitet erhebliche Schwierigkeiten. Durch kleinste Leckstellen können Wassermoleküle — oft erst nach längerer Zeit — zur Kristalloberfläche gelangen und damit die Eigenschaften des Transistors verändern. Der Einsatz in kommerziellen Geräten erscheint daher recht problematisch. Einen beträchtlichen Fortschritt brachte eine neue Bauform des Transistors, mit der man sowohl hohe Grenzfrequenzen als auch hohe Verlustleistungen erreichen kann, der Planar-Transistor.

Technologie

Mit der Diffusionstechnik gelang es, Eindringtiefe und Verteilung von Dotierungselementen in den Halbleitern unter bessere Kontrolle zu bringen. Durch dünnere und gleichmäßigere Basiszonen und durch Aufbau eines Driftfeldes erhielt man Transistoren hoher Grenzfrequenz. Hinzu kam die Maskentechnik, die es erlaubt, in gemeinsamen Arbeitsgängen eine große Zahl Transistorsysteme gleichzeitig zu fertigen. Das ermöglicht auch, die Parameterstreuung erheblich einzuengen.

Nach diesen Verfahren werden zwei Transistortypen gefertigt: Mesa-Transistoren und Planar-Transistoren. Beide haben folgende Merkmale gemeinsam: Der Grundkristall bildet den großflächigen Kollektor, und Basis und Emitter sind nacheinander von einer Seite eindiffundiert. Beim Mesa-Transistor — das gleiche gilt für die Mesa-Diode — wird alles Halbleitermaterial, das das eigentliche System umgibt und kapazitiv belastet, durch einen Ätzprozeß abgetragen, wobei der „Mesaberg" entsteht (Bild 1). Da beim fertigen Element die Sperrschichten an die Oberfläche stoßen, sind sie den Einflüssen der umgebenden Atmosphäre ausgesetzt. Beim Planar-Transistor hingegen schützt eine Oberflächenbedeckung aus Siliziumdioxid (Quarz) die Basis-Emitter- und die Basis-Kollektor-Sperrschicht.

In dieser Form haben beide Transistortypen einen hochohmigen Kollektorkörper. Einerseits ist der hohen Spannungsfestigkeit wegen ein hochohmiger, niedrig dotierter Kollektor erwünscht. Andererseits ergibt sich daraus eine

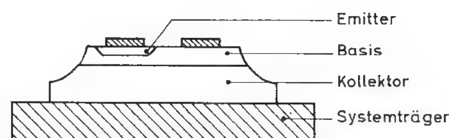
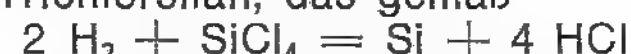


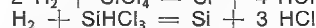
Bild 1: Schnittbild eines Mesatransistors

hohe Kollektor-Sättigungsspannung, welche bei Schalterbetrieb und Großsignalverstärkung die Aussteuerbarkeit begrenzt. Durch das sogenannte Epitaxie-Verfahren läßt sich der Vorteil des hochohmigen Kollektormaterials — hohe Sperrspannung — mit dem des niederohmigen Kollektormaterials — kleine Sättigungsspannung — kombinieren. Auf einen niederohmigen Silizium-Grundkristall wird eine sehr dünne hochohmige Silizium-Schicht aufgebracht, die Epitaxie, in die man dann Basis und Emitter eindiffundiert.

Der Aufbau der Epitaxieschicht ist nach mehreren Verfahren möglich. Eines der gebräuchlichsten sei kurz beschrieben:

Die sorgfältig polierte Halbleiterplatte, hier n-Silizium mit etwa 0,1 Ω cm, wird in einem Quarzgefäß auf einem geeigneten Träger auf ca. 1200 °C erhitzt. In das Gefäß leitet man ein Gemisch aus Wasserstoff und Siliziumtetrachlorid oder Trichlorsilan, das gemäß


$$2\,H_2 + SiCl_4 = Si + 4\,HCl$$


bzw. $$H_2 + SiHCl_3 = Si + 3\,HCl$$

reagiert. Bei richtiger Dosierung und Zusammensetzung des Gasgemisches, das zuvor einem Reinigungsprozeß unterworfen wird, scheidet sich auf der Siliziumscheibe in einigen Minuten die mehrere μ starke Epitaxieschicht ab, die mit der Aufbauplatte (Substrat) monokristallin verwachsen ist. Die Dotierung dieser Schicht erreicht man durch Zusatz entsprechender Donatorverbindungen zum Gasgemisch.

Die Epitaxie-Seite der Siliziumplatte wird nun mit einer rund 1 μ starken Quarzschicht abgedeckt (Bild 2 a). Eine hierfür viel verwendete Methode ist die Oxidation der Siliziumoberfläche durch Wasserdampf. Mit Hilfe eines Photoprozesses werden aus dieser Quarzschicht Fenster mit den Abmessungen der Basis herausgeätzt: Man überzieht die Scheibe mit einem Photolack, der die Eigenschaft hat, unter dem Einfluß von Ultraviolettstrahlen so zu härten, daß er mit einem Lösungsmittel nicht mehr abgewaschen werden kann. Dieser lichtempfindliche Überzug wird durch eine Photomaske belichtet. Nach dem Abwaschen (= Entwickeln) der unbelichteten Stellen, die die Abmessungen der gewünschten Fenster aufweisen, ätzt man mit Flußsäure die freiliegende Quarzschicht ab.

Durch diese Fenster diffundiert man aus der Gasphase die Basen (Bild 2 b). Hierzu wird bei einem npn-Transistor Bor verwendet. Nach erneuter Oxidation mit Sauerstoff oder Wasserdampf werden mit einem Photoprozeß die Emitterfenster ausgespart. Durch Eindiffundieren von Phosphor erhält man die Emitter (Bild 2 c). Ein nochmaliges Abdecken der Oberfläche, anschließendes Ätzen kleinerer Fenster und Aufdampfen von Aluminium ergibt die metallischen Anschlüsse für Basis und Emitter, die in einem weiteren Arbeitsgang einlegiert werden (Bild 2 d).

Bevor die Platte zerteilt wird, auf der sich je nach Systemgröße 40 bis 1000 fertige Elemente befinden, unterwirft man jedes einzelne Element einer elektrischen Vorprüfung. Fehlerhafte Exemplare werden sofort markiert. Bild 3 zeigt einen Plattenausschnitt mit Elementen des Transistors BSY 54. Einige gekennzeichnete fehlerhafte Systeme sind deutlich zu erkennen.

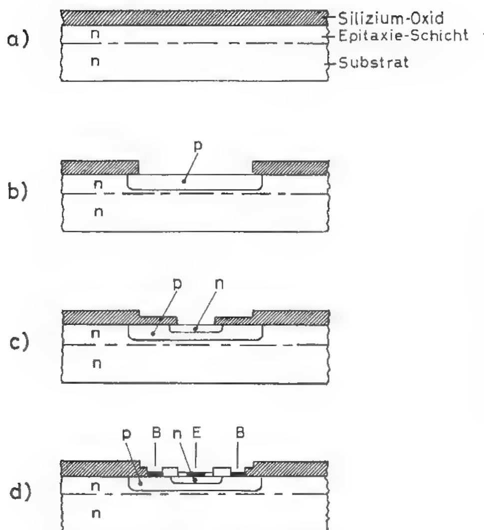


Bild 2: Herstellungsgang eines Planartransistors mit Epitaxie

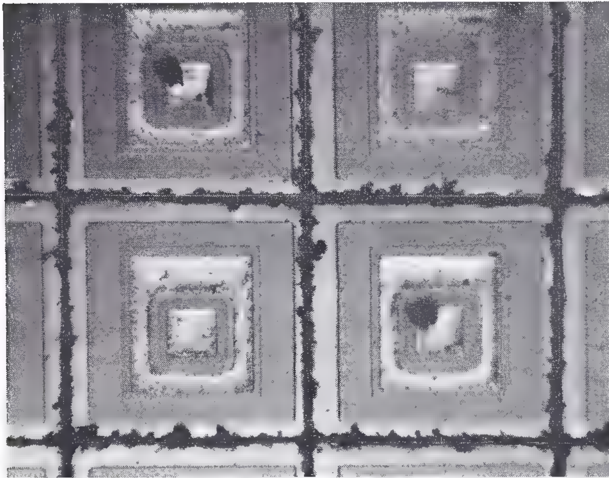


Bild 3: Ausschnitt aus einer fertig diffundierten Siliziumplatte

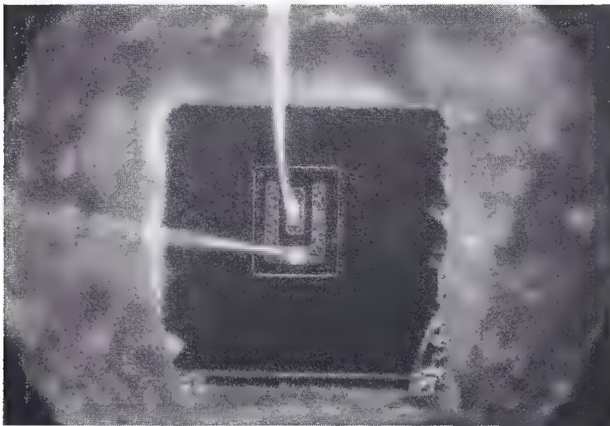


Bild 4: Planar-Transistor mit wedge bonding

Anschließend montiert und kontaktiert man die Transistoren. Die manchmal nur einige hundertstel Quadratmillimeter großen Systeme werden mit Gold auf den Sockelboden bzw., bei isoliertem Aufbau, auf den Kollektorträger auflegiert. Zum Kontaktieren von Basis und Emitter benutzt man die sogenannte „thermocompression", eine Art Kaltverschweißung, von der es zwei Verfahren gibt. Für kleine

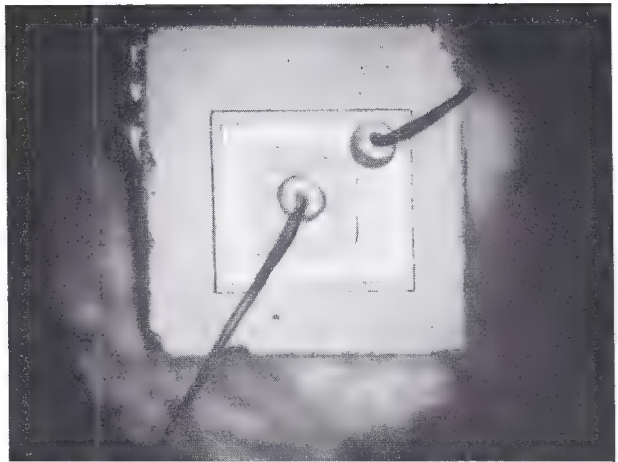


Bild 5: Planar-Transistor mit nailhead bonding

Geometrien ist „wedge bonding" üblich. Dabei wird ein dünner Golddraht flach über die Elektrode gelegt und mit einem geheizten Achatstichel bei etwa 400°C in diese eingedrückt (Bild 4). Das zweite Verfahren, „nailhead bonding" (Nagelkopf-Verbindung) hat seinen Namen von der Kontaktform. Das Ende des Golddrahtes wird in einer Wasserstofflamme zu einer Kugel geschmolzen und auf den Systemanschluß aufgepreßt. Diese Methode, der größere Festigkeit nachgesagt wird, ist für größere Elemente bestimmt (Bild 5). Die Kontaktdrähte werden mit den Sockeldrähten ebenfalls kaltverschweißt. Nach Verkappen und mehrtätigem Ausheizen und Altern bei 300°C unterzieht man die Transistoren sorgfältigen Prüfungen.

Elektrische, thermische und mechanische Eigenschaften

Durch die Planartechnik in Verbindung mit dem Epitaxieverfahren und durch die thermocompression - Kontaktierung ergeben sich viele Eigenschaften, die diese Bauelemente gegenüber Transistoren mit anderer Technologie auszeichnen. Im folgenden beziehen wir uns auf Typen der Intermetall GmbH, Freiburg, deren wichtigste Daten in den Tabellen I bis III zusammengefaßt sind. Unter ihnen nehmen die Pico-Transistoren BFY 22...24, BFY 29 und BFY 30 eine Sonderstellung ein. Sie sind hauptsächlich für den Einsatz in Kleingeräten bestimmt. Durch Verzicht auf ein Metallgehäuse ergaben sich sehr kleine Abmessungen. Das System ist lediglich in Kunstharz eingebettet und dadurch gegen Beschädigung geschützt. Durch das Kunstharz werden Betriebs- und Lagerungstemperaturen auf 125°C begrenzt. Alle Kurven, die für die Typenreihe BSY 51...56 angegeben werden, gelten aber sinngemäß auch für die Pico-Transistoren, wobei Sperrspannungen, zulässige Verlustleistung usw. berücksichtigt werden müssen.

Einer der wichtigsten Transistorparameter ist der Kollektorreststrom I_{CBO}. Wie schon eingangs bemerkt, wird der Oberflächenanteil des Reststromes weitgehend durch die Planarstruktur unterdrückt. Dies zeigt deutlich Bild 6. Es sind die Reststrom-Verteilungen von 50 Silizium-Planar-Transistoren und 50 vergleichbaren legierten Siliziumtransistoren bei U_{CBO} = 30 Volt und Temperaturen von 25°C und 125°C aufgetragen. Wie die Kurven zeigen, liegen die Restströme der Planar-Transistoren etwa um den Faktor 50 niedriger als die der legierten Transistoren.

Die Reduzierung des Oberflächenreststromes bewirkt auch ein niedrigeres NF-Rauschen als bei Mesa-Transistoren. Die Streubreite ist ebenfalls geringer (Bild 7).

Da auch die Emitter-Basis-Sperrschicht mit Quarz abgedeckt ist, sind auch die Emitterrestströme sehr niedrig. So werden bei den Typen BSY 53...56 bei U_{EB} 5 Volt Restströme I_{EBO} unter 1 nA gemessen. Das Ergebnis ist eine hohe Gleichstromverstärkung B bei sehr kleinen Kollektorströmen. Bekanntlich wird der Abfall der Gleichstromverstärkung bei kleinem Kollektorstrom verursacht durch die Rekombination der Ladungsträger in der Emitter-

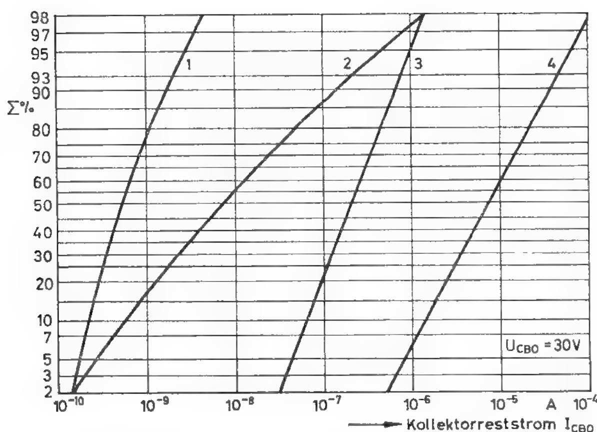


Bild 6: Häufigkeitsverteilung des Kollektorreststromes I_{CBO} von Siliziumtransistoren
1 Planar-Transistoren, $T_U = 25\,^\circ C$
2 legierte Transistoren, $T_U = 25\,^\circ C$
3 Planar-Transistoren, $T_U = 125\,^\circ C$
4 legierte Transistoren, $T_U = 125\,^\circ C$

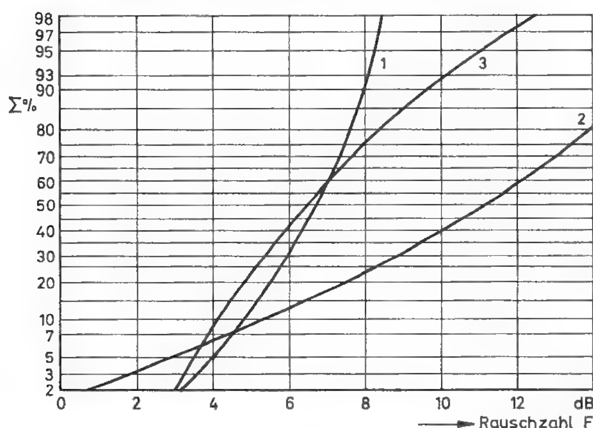


Bild 7: Häufigkeitsverteilung des niederfrequenten Rauschens bei Siliziumtransistoren
1 Planar-Transistoren
2 Mesa-Transistoren
3 legierte Transistoren
gemessen bei $U_{CE} = 5$ V, $I_C = 0{,}3$ mA, $R_G = 1{,}5$ kΩ, Bandbreite 15 kHz

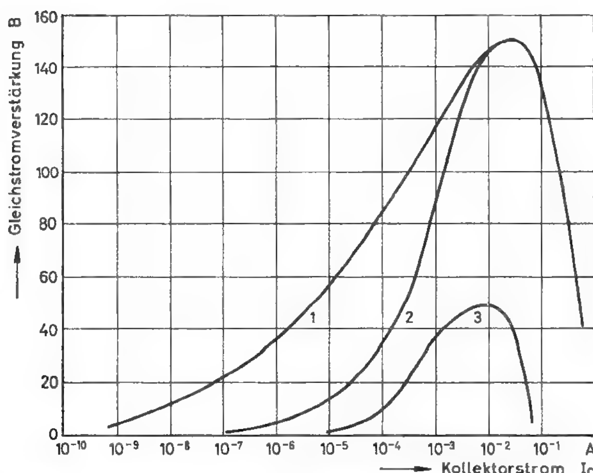


Bild 8: Abhängigkeit der Gleichstromverstärkung B vom Kollektorstrom I_C
1 Planar-Transistoren
2 Mesa-Transistoren
3 legierte Transistoren

Basis-Raumladungszone und durch den Oberflächenreststrom, der bei Planar-Transistoren sehr klein ist. Dadurch weisen sie gegenüber anderen Transistorformen bei kleinen Kollektorströmen einen besonders günstigen Verlauf der Stromverstärkung auf. Bild 8 gibt einen Vergleich dreier Siliziumtypen: Planar-Transistor, Mesa-Transistor und legierter Transistor. Planar und Mesa haben den gleichen B-Höchstwert. Beide sind dem legierten Typ weit überlegen, sowohl bezüglich der erreichbaren Stromverstärkung als auch des ausnutzbaren Kollektorstrombereiches. Für eine geforderte Gleichstromverstärkung von mindestens 10 ergibt sich beim Planar-Transistor eine Erweiterung des Kollektorstrom-Arbeitsbereiches um 3 Dekaden zu kleineren Strömen.

Für die später zu behandelnden Stabilitätskriterien ist die Kenntnis der Temperaturkoeffizienten der Sperrströme von großer Wichtigkeit. Bild 9 zeigt den typischen Verlauf des Sperrstromes I_{CBO} über der Temperatur bei den drei Typen.

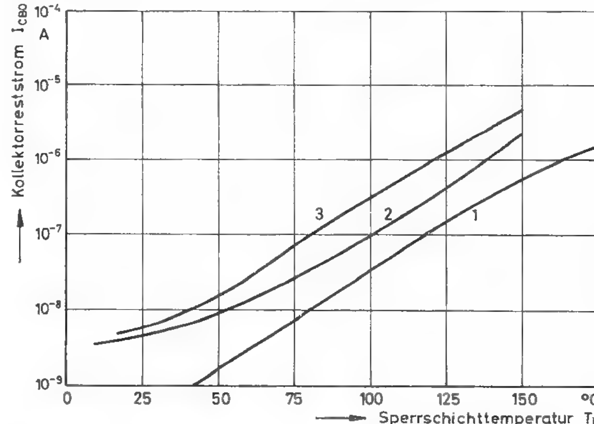


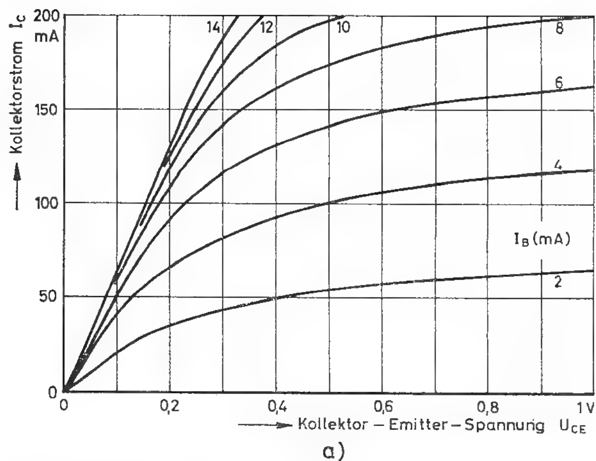
Bild 9: Abhängigkeit des Kollektorreststromes I_{CBO} von der Sperrschichttemperatur T_J
1 Planar-Transistoren
2 Mesa-Transistoren
3 legierte Transistoren

Durch die Epitaxieschicht wird der Kollektorbahnwiderstand herabgesetzt. Dies wird am deutlichsten im I_C-U_{CE}-Kennlinienfeld. Die Bilder 10 a und 10 b zeigen die Kennlinien eines Planar-Transistors mit Epitaxie und eines ohne Epitaxie mit gleicher Geometrie und sonst vergleichbaren Werten. Für $I_C = 100$ mA, $I_B = 10$ mA beträgt in dem einen Fall die Sättigungsspannung U_{CEsat} 150 mV, im anderen schon 500 mV, bei $I_C = 150$ mA, $I_B = 15$ mA ist der Unterschied noch größer: 210 mV und 1,1 Volt. Die Bedeutung der kleinen Sättigungsspannung bei Schalter- und Verstärkerstufen liegt einmal in der größeren Aussteuerbarkeit, besonders bei niedrigen Betriebsspannungen, zum anderen in der kleineren Verlustleistung im durchgesteuerten Zustand, die bekanntlich der Sättigungsspannung proportional ist. Dadurch ist beim Schalterbetrieb, wo der zulässige Kollektorstrom nur durch die Verlustleistung im durchgesteuerten Zustand begrenzt ist, ein wesentlich höherer Kollektorstrom möglich.

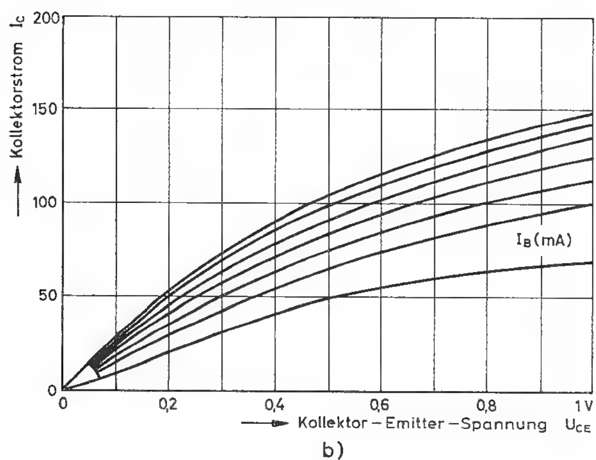
Die thermische Stabilität

Die Restströme und damit die von ihnen erzeugte Verlustleistung steigen exponentiell mit der Temperatur an. Die Ableitung der im Transistor erzeugten Wärme folgt hingegen einem linearen Gesetz, so daß unter bestimmten Bedingungen eine Aufheizung des Systems erfolgen kann, die zur Zerstörung führt (in der Literatur auch als „thermische Rückkopplung" bezeichnet). Die kritische Temperatur liegt häufig weit unter der zulässigen Sperrschichttemperatur, womit diese nicht ausgenutzt werden kann.
Die Bedingungen für stabilen Betrieb ergeben sich aus den Gleichungen

$$U_{max} = \frac{\Delta T}{R_{thU}\, I_0 \exp c\, (T_J - 25^\circ C)} \qquad (1)$$



a)



b)

Bild 10: Kennlinien $I_C = f(U_{CE})$ eines Planar-Transistors
a) mit Epitaxie
b) ohne Epitaxie

und $$U_{max} = \frac{1}{R_{thU}\, c\, I_0 \exp c \cdot \Delta T} \qquad (2)$$

T_j : höchste, im Betrieb auftretende Sperrschichttemperatur in °C

T_U : Umgebungstemperatur in °C

ΔT : $T_j - T_U$ in °C

R_{thU} : Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Umgebung in °C/W

c : höchster Temperaturkoeffizient des Kollektorreststromes in $°C^{-1}$

I_0 : für die benutzte Schaltung maßgebender Reststrom bei 25 °C in A

U_{max} : maximal zulässige Spannung zwischen Kollektor und Emitter in V

Die Gleichung (1) muß immer eingehalten werden. Für Sperrschichttemperaturen, die niedriger liegen als sich aus der Beziehung

$$T_{jx} = \frac{1}{c} + T_U \qquad (3)$$

ergibt, ist auch noch (2) zu berücksichtigen. Das Ergebnis der Gleichung, die den niedrigeren Wert liefert, ist für U_{max} maßgebend.

Für den in die Rechnung eingehenden Reststrom I_0 sind folgende Gesichtspunkte zu beachten:

Bei Schalterbetrieb tritt die höchste Verlustleistung im durchgesteuerten Zustand auf. Im günstigsten Falle sperrt man den Transistor mit einer Basisvorspannung. Dann fließt der gesamte Kollektor-Basis-Reststrom I_{CBO} über die Basis ab, so daß sein Wert der Rechnung als I_0 zugrunde gelegt werden kann. Oft wird aber der Transistor im gesperrten Zustand ohne Basisvorspannung betrieben, entweder mit offener Basis oder mit einem Widerstand zwischen Basis und Emitter. Dann fließt nur ein Teil des Kollektorreststromes I_{CBO} über die Basis ab, und der andere Teil fließt über die Basis-Emitter-Strecke des Transistors. Dieser zweite Teil bewirkt über die Stromverstärkung B einen größeren Kollektorstrom, so daß in den Gleichungen 1 und 2 für I_0 jetzt das Projekt $B \cdot I_0$ stehen muß. Wird das B auf die andere Seite gebracht, so erscheint hier $B \cdot U_{max}$. In dieser Form sind die Formeln in Bild 11 als Diagramm aufgezeichnet (siehe auch die Zeichnungsunterschrift). Dies ist bei den Stabilitätsbetrachtungen zu berücksichtigen.

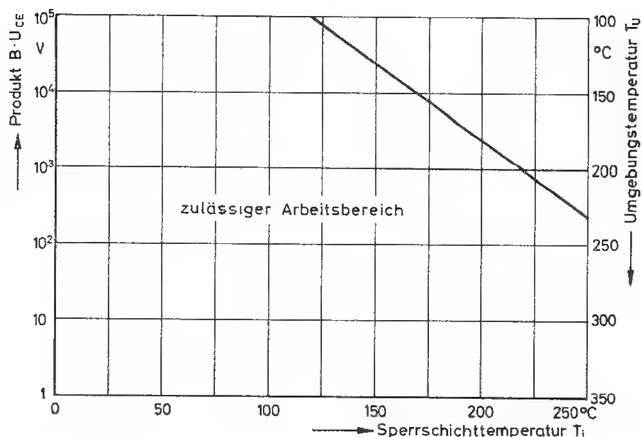


Bild 11: Kriterium für thermische Stabilität
Die eingezeichnete Gerade zeigt den Zusammenhang zwischen $B \cdot U_{CE}$ und der Sperrschichttemperatur. $B \cdot U_{CE}$ darf den, durch die Umgebungstemperatur auf der rechten Skala angegebenen Wert nicht überschreiten.

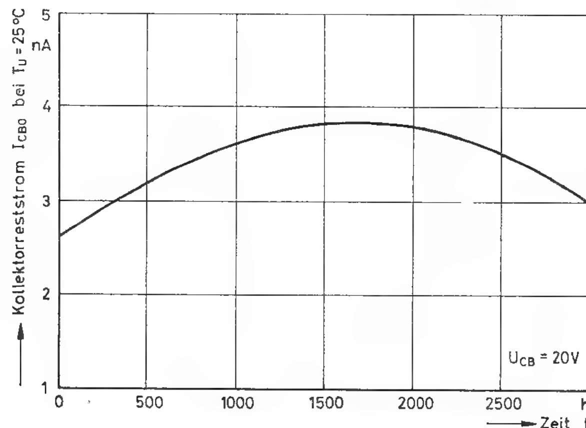


Bild 12: Änderung des Kollektorreststromes I_{CBO} von Planar-Transistoren durch Alterung bei $T_U = 300\,°C$

Gemäß diesen Überlegungen ergibt sich, daß die Transistoren der Typenreihen BSY 19—23 und BSY 51—56 im Schalterbetrieb bis zu Sperrschichttemperaturen von 200 °C thermisch stabil sind. Für Verstärkeranwendungen sind die Bedingungen in der Kurve von Bild 11 festgelegt. Bisher wurden nur die Sperrströme und die Wärmeableitung berücksichtigt. Die Betriebstemperatur von 200 °C wird aber erst durch den lötstellenfreien Aufbau des Transistors möglich. Beim legierten Transistor werden die Anschlüsse durch Weichlotverbindungen hergestellt. Diese lösen sich bei Temperaturen von ca. 230 °C, so daß unter Einrechnung eines genügenden Sicherheitsabstandes nur Sperrschichttemperaturen von 150 °C zugelassen werden

können. Bei Planar-Transistoren sind sogar Lagerungstemperaturen von 300 °C erlaubt, ohne daß die Transistoren zerstört werden. Bild 12 zeigt das zeitliche Verhalten des Sperrstromes I_{CBO} über eine Zeit von 3000 Stunden, ermittelt an Transistoren BSY 21, die bei 300 °C gelagert wurden. Unter gleichen Prüfbedingungen ergab sich die Kurve Bild 13 für die Stromverstärkung B.

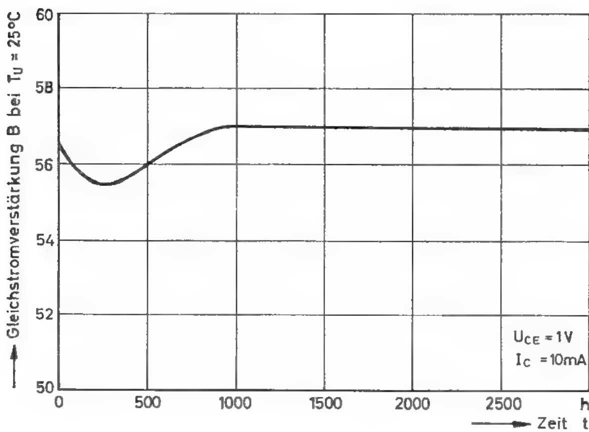


Bild 13: Änderung der Gleichstromverstärkung B von Planar-Transistoren durch Alterung bei $T_U = 300\,°C$

Die Empfindlichkeit der Planar-Transistoren gegen mechanische Einflüsse wie Schockbeschleunigungen oder periodische Erschütterungen ist sehr gering. Dies konnte durch Beschleunigungsversuche bis 20 000 g bewiesen werden. Selbst bei direkter mechanischer Belastung der Kontaktdrähte zerrissen nur die Drähte, während die Kontaktstellen hielten.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß mit den Epitaxie-Planar-Transistoren professionelle Bauelemente mit sehr günstigen Daten für ein weites Anwendungsgebiet zur Verfügung stehen. Gute Gleichstromeigenschaften und gute Wechselstromeigenschaften bis zu hohen Frequenzen im Kurzwellenbereich erlauben den Einsatz auch in Geräten, die bisher immer noch mit Röhren bestückt wurden. Zum Schluß seien noch einige Schaltbeispiele gezeigt, doch sind hiermit längst nicht alle Einsatzmöglichkeiten erfaßt.

Anwendungsbeispiele

Die Schaltung Bild 14 zeigt einen elektronengekoppelten 30 MHz-Oszillator (ECO), bei dem der Kollektor und damit das Gehäuse des Transistors direkt mit dem Chassis verbunden werden kann. Somit ergeben sich optimale Kühlverhältnisse. Bei der angegebenen Dimensionierung kann bei 30 MHz eine HF-Leistung von 0,8 Watt ausgekoppelt werden. Der Wirkungsgrad der Schaltung ist dabei 30 %.

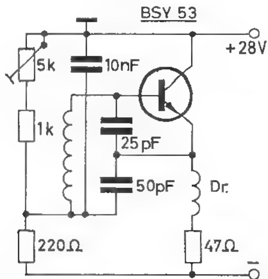


Bild 14: 30 MHz-Oszillator in ECO-Schaltung

Bild 15 zeigt eine B-Verstärkerstufe für 30 MHz in Emitterschaltung, bei der ebenfalls das Transistorgehäuse mit Masse verbunden werden kann. Das HF-Signal wird induktiv zwischen Basis und Emitter eingespeist und das verstärkte Signal am Emitter ausgekoppelt. Der Ausgangskreis, ein π-Filter, sorgt für Oberwellenunterdrückung und Lastanpassung. Bei 30 MHz ist die Ausgangsleistung 1 Watt bei einer Verstärkung von 16 db und einem Wirkungsgrad von 35 %.

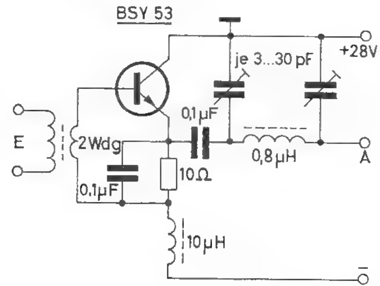


Bild 15: B-Verstärker für 30 MHz

Ein Telefon-Adapter mit zwei Pico-Transistoren BFY 23 ist in Bild 16 dargestellt. Für Geräte in Kleinstbauweise eignen sich diese Transistoren vorzüglich. Wegen der stabilen und sehr kleinen Restströme kann man mehrstufige Verstärker in Gleichstromkopplung aufbauen, wodurch die Geräte sehr klein werden. Dies zeigt diese Schaltung deutlich. Ähnlich lassen sich z. B. Hörhilfen und Mikrofonverstärker aufbauen.

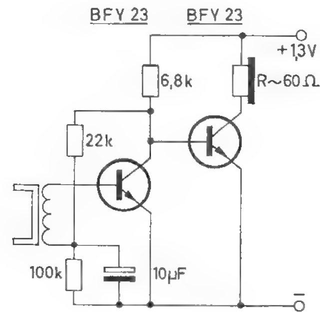


Bild 16: Telefon-Adapter mit Pico-Transistoren

Einen stromgesteuerten Schmitt-Trigger zeigt Bild 17. Vor einen nach üblichen Gesichtspunkten aufgebauten, spannungsempfindlichen Schmitt-Trigger wird eine Kaskadenschaltung mit zwei Planar-Transistoren gesetzt. Der Schmitt-Trigger spricht bei einem Eingangsstrom von 100 ... 110 nA an. Die dabei benötigte Eingangsspannung beträgt etwa 1,2 V. Am Versuchsaufbau wurde ein Temperaturkoeffizient des Ansprechstromes von −2 nA/°C gemessen.

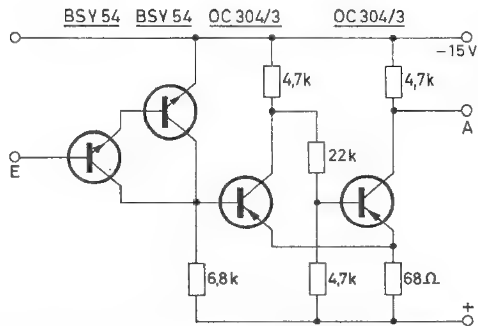


Bild 17: stromgesteuerter Schmitt-Trigger

Bild 18 zeigt eine schnelle Flip-Flop-Stufe. Die beiden unteren Transistoren bilden den eigentlichen bistabilen Multivibrator, der über die Eingänge E_1 und E_2 in den Basiskreisen angesteuert wird. Zur Verstärkung des Ausgangssignals und zur Entkopplung der nachgeschalteten Stufe dienen die beiden oberen Transistoren, die in Kollektorschaltung arbeiten.

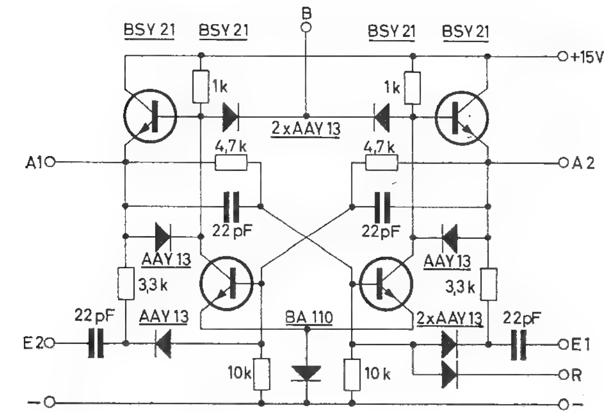


Bild 18: schnelle Flip-Flop-Stufe

An der Diode BA 110 im Emitterkreis fällt die negative Basisvorspannung ab, mit der die beiden unteren Transistoren gesperrt werden. Dem Eingang B kann eine Gleichspannung zur Begrenzung der Ausgangsspannung zugeführt werden. Die Schaltung ist bis zu Folgefrequenzen von etwa 10 MHz verwendbar.

Bild 19 zeigt einen Video-Verstärker. Die Typen BSY 55 und BSY 56 haben eine hohe Sperrspannung, so daß sich auch Bildröhren mit mittlerer Steilheit und verhältnismäßig hohem Signalspannungsbedarf gut aussteuern lassen. Auch hier können Vorstufe, Endstufe und Bildröhre galvanisch gekoppelt werden. Damit ist eine echte Schwarzpegelübertragung möglich.

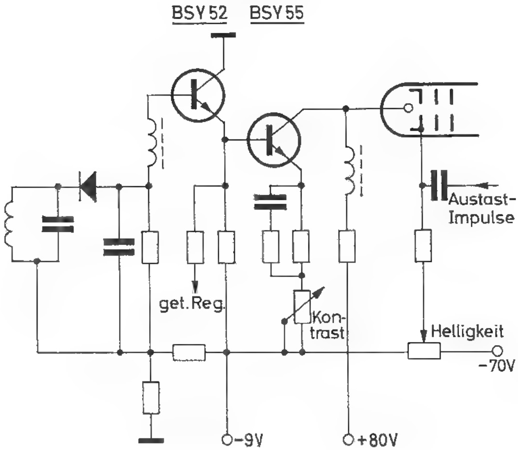


Bild 19: Video-Verstärker

Literatur

1. Just: Neue Entwicklungen auf dem Gebiet der Transistor-Technologie, Zeitschrift für Instrumentenkunde 1962, Heft 6
2. Weitzsch: Die thermische Stabilität von Transistoren unter dynamischen Bedingungen, Archiv der elektrischen Übertragung 1959, Heft 5, Seite 185 ... 198



INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH



INTERMETALL Sonderdruck

24
1963

Albrecht Gerlach

Drehstromgeneratoren mit geschalteten Transistoren

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Drehstromgeneratoren mit geschalteten Transistoren*)

von Dipl.-Phys. Albrecht Gerlach, INTERMETALL GmbH.

*) Sonderdruck aus Elektronik 1963, Heft 9

Drehstromgeneratoren in Verbindung mit Synchronmotoren werden vor allem dann verwendet, wenn die Drehzahl von mehreren Antrieben untereinander gleich und außerdem veränderlich sein soll. Löst man diese Aufgabe mit Gleichstrommotoren, so muß man gewisse Drehzahlabweichungen in Kauf nehmen. Außerdem stört der Verschleiß an Bürsten und Kollektoren. Deswegen zieht man bei schnellaufenden Motoren den Drehstromantrieb auch dann vor, wenn es auf Drehzahlgenauigkeit nicht ankommt, wie bei den sogenannten HF-Werkzeugen, und man setzt in manchen Fällen auch für einen einzelnen Motor einen besonderen Generator ein, beispielsweise bei Kreiselantrieben in Navigationsgeräten.

Meistens werden rein elektronische Drehstromgeneratoren vor solchen mit bewegten Teilen bevorzugt. Die Verlustleistung in den Verstärkerelementen der Endstufen elektronischer Generatoren wird besonders gering, wenn man diese mit Halbleiterbauelementen bestückt und sie nicht sinusförmig aussteuert, sondern schaltet. An Schalttransistoren fällt im durchgesteuerten Zustand beim Nennhöchststrom weniger als 1 Volt Spannung ab. Bei nicht zu hoher Arbeitsfrequenz kann man die Umschaltverluste und die Sperrverluste vernachlässigen. Dann beträgt bei einer Batteriespannung von beispielsweise 24 V die in den Endtransistoren eines Drehstromgenerators mit Ausgangstransformatoren umgesetzte Verlustleistung nur ca. 4 % der abgegebenen Leistung. Bei sinusförmiger Aussteuerung wäre unter den gleichen Verhältnissen die Verlustleistung sechsmal so groß. Es sollen deshalb in diesem Aufsatz nur Generatoren mit geschalteten Endstufen beschrieben werden.

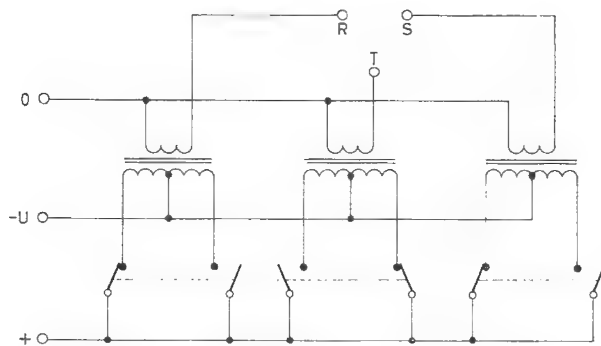


Bild 1: Schaltungsprinzip eines Drehstromgenerators mit drei Gegentakt-Spannungs-Wandlern

Steuerstufen

Die zum Steuern der geschalteten Endstufen nötigen Spannungen lassen sich am elegantesten mit Hilfe von sechsstufigen Ringzählern erzeugen, die mit bistabilen Halbleiterbauelementen bestückt sind. (Vergl. Elektronik 1962, Heft 7, Seite 199 . . . 202.) Zum Fortschalten der Zähler wird eine einfache Impulsfolge gebraucht, die man mit Kippschaltungen, Multivibratoren oder Sperrschwingern erzeugt.

Dieses Verfahren hat wesentliche Vorteile gegenüber der bisher gebräuchlichen Methode, die Steuersignale aus Sinusspannungen abzuleiten. Die neue Schaltung enthält weniger Bauteile. Maßnahmen zur Stabilisierung der Steuerspannungen entfallen, da auch die Elemente der Steuerstufen im Schaltbetrieb arbeiten. Die Frequenz kann entweder an einem einfachen Potentiometer eingestellt und in weiten Grenzen verändert oder durch eine elektrische Stellgröße beeinflußt werden. Die genannten Impulsgeneratoren sind leicht zu triggern, so daß die Frequenzen verschiedener Drehstromgeneratoren miteinander synchronisiert werden können. Man kann durch Frequenzteilung das Verhältnis zweier Drehzahlen unabhängig von ihrem Absolutwert konstant halten und so ein Zahnradgetriebe ersetzen. Schließlich sei noch auf die Möglichkeit hingewiesen, Motoren, die von Drehstromgeneratoren mit eisenlosen Endstufen gespeist werden, dadurch rasch abzubremsen, daß man die Steuerimpulse für den Ringzähler unterdrückt und so den Schaltzustand der Endstufen und damit das Drehfeld festhält.

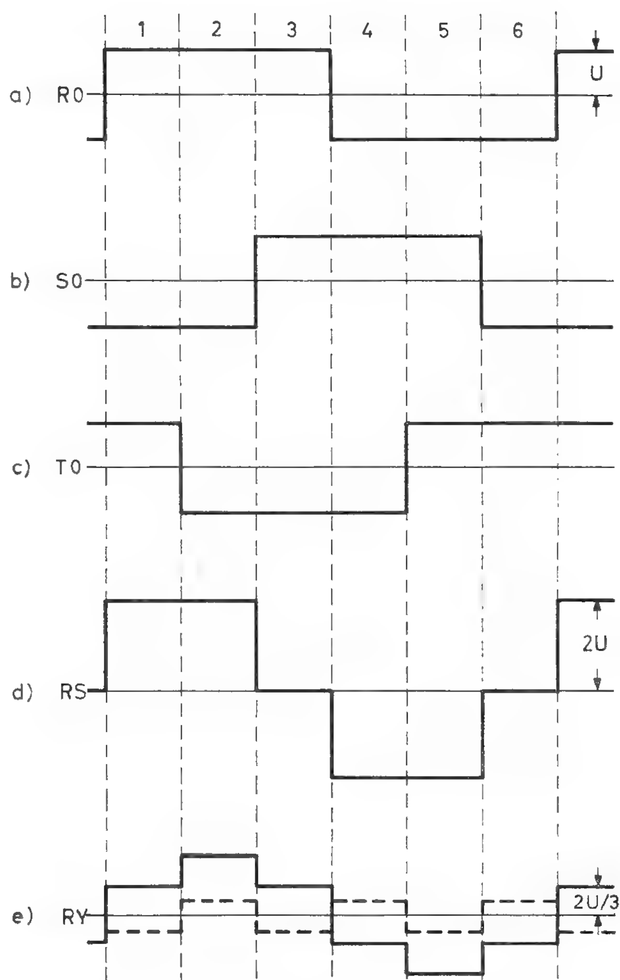


Bild 2: Phasenspannungen und Ströme beim Drehstrom-Generator mit Ausgangstransformatoren

Endstufen mit Ausgangstransformator

Es ist möglich, die Endstufe eines Drehstromgenerators aus drei Gegentakt-Spannungswandlern so aufzubauen, wie das in Bild 1 dargestellt ist. Die Endtransistoren sind als

Schalter gezeichnet. Von den beiden zu einem Wandler gehörenden ist jeweils einer geöffnet und der andere geschlossen. Das Umschalten erfolgt mit einer Phasenverschiebung von 120°. Da beim Schaltbetrieb die Summe der drei Phasenspannungen nicht Null ist, dürfen die Sekundärwicklungen der Ausgangstransformatoren nicht im Dreieck geschaltet werden. Ist die Sekundärwindungszahl halb so groß wie die Primärwindungszahl, so erhält man an den Klemmen R S T Rechteckspannungen wie sie in Bild 2 a, b und c dargestellt sind.

Würde man an eine solche Drehstrom-Endstufe die Motorwicklungen im Stern anschließen und die Sternpunkte von Transformator- und Motorwicklungen verbinden, so würde die oberwellenreiche Rechteckspannung an den Lastwicklungen anliegen und in ihnen entsprechende Verluste hervorrufen, da nur die Grundwelle zum Drehfeld bzw. Drehmoment des Motors beiträgt. Als Maß dieser Verluste kann der Klirrfaktor der Spannung dienen

$$K = \sqrt{1 - \frac{U_1^2}{U_G^2}}$$

In dieser Gleichung ist U_1 der Effektivwert der Grundwelle der Spannung, der durch Fourierzerlegung bestimmt werden kann, und U_G der Effektivwert der Gesamtspannung. Für eine Rechteckspannung hat K den Wert 0,44.

Der Klirrfaktor der an den Motorwicklungen liegenden Spannung wird günstiger, wenn man die Motorwicklungen im Dreieck anschließt. Kurve d in Bild 2 zeigt den Verlauf der Spannung zwischen den Klemmen R und S. Sie wird während der Teilperioden 3 und 6 zu Null. Es ergibt sich deshalb ein zweistufiger Spannungsverlauf. Im Oberwellenspektrum dieser Spannungsform fehlt die dritte Harmonische, sowie alle höheren Harmonischen, deren Ordnungszahl durch drei teilbar ist. Das ergibt den niedrigeren Klirrfaktor von 0,30.

In Bild 3 a ist für die Dreieckschaltung die Spannung an den Klemmen R S T für die Teilperiode 1 ohne Klammern und für 2 in Klammern angeschrieben. Für 1 gelten die ausgezogenen, für 2 die gestrichelten Strompfeile unter der Annahme, daß sich die Lastwicklungen wie rein ohmsche Widerstände R verhalten. Man sieht, daß während 2 der Strom im durchgesteuerten Endtransistor des R-Wandlers $I_R = \frac{4U}{R}$ doppelt so groß ist wie während 1. Damit ist unter Vernachlässigung des Magnetisierungsstromes der Spitzenstrom gegeben, den der Transistor aushalten muß. Der Batteriestrom $I = \frac{8U}{R}$ ist in allen Teilperioden konstant.

Schaltet man die gleiche Last im Stern mit freiem Sternpunkt an den Generatorausgang an, so stellt sich eine Stromverteilung ein, wie sie in Bild 3 b für die Teilperioden 1 und 2 dargestellt ist. Man findet, daß die Spannung an den Lastwiderständen die Form der dreistufigen Treppe von Bild 2 e hat. Die Spannung am Sternpunkt springt zwischen den Werten $\pm\frac{U}{3}$, wie das in Bild 2 e gestrichelt gezeichnet ist. Die Fourierzerlegung der ausgezogenen Kurve 2 e ergibt die gleichen Absolutwerte der Koeffizienten wie bei 2 d, lediglich die Vorzeichen sind verschieden. Man erhält deshalb auch den gleichen Klirrfaktor von 0,30.

Der Höchststrom in den Endtransistoren beträgt $\frac{2U}{3R}$, der gleichbleibende Batteriestrom $\frac{8U}{3R}$.

Der Generator mit Ausgangstransformatoren bietet den Vorteil, daß bei entsprechender Wahl des Übersetzungsverhältnisses für Netzbetrieb ausgelegte Motoren direkt angeschlossen werden können. Wenn räumlich weit auseinanderliegende Motoren von demselben Generator gespeist werden sollen, empfiehlt es sich, die Speisespannung heraufzutransformieren, damit man mit geringem Zuleitungsquerschnitt auskommt.

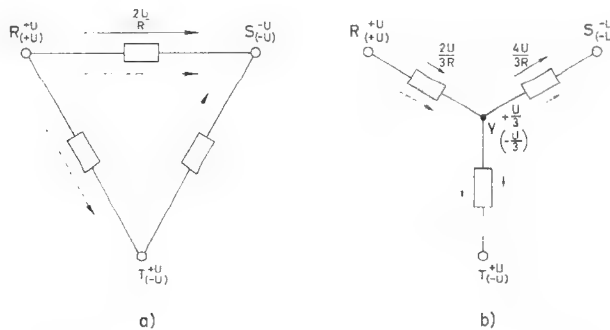


Bild 3: Stromverteilung in den Lastwicklungen beim Drehstrom-Generator mit Ausgangstransformatoren

Eisenlose Endstufen

Soll die Frequenz des Generators bis zu sehr kleinen Werten oder zur Schnellbremsung bis zum Wert Null veränderbar sein, oder kommt es auf Gewichtsersparnis an, so setzt man zweckmäßigerweise eisenlose Endstufen ein. Bild 4 zeigt die Art, in der die sechs als Schalter gezeichneten Endtransistoren anzuordnen sind. Würde man die beiden Schalter eines Paares im Gegentakt öffnen oder schließen, so ließen sich an den Klemmen R S T die in Bild 2 a, b und c gezeichneten Rechteckspannungen gewinnen. Eine solche Betriebsart ist jedoch nicht zu empfehlen, weil bei den Transistoren eine gewisse Ausschaltverzögerung auftritt. Die Zeit, die zwischen dem Eintreffen des Sperrsignales an der Basis und der Räumung der Sperrschicht von Ladungsträgern verstreicht, ist um so größer, je mehr der Transistor vorher übersteuert war. Eine geringe Übersteuerung ist aber wegen der Streuung der Stromverstärkungsfaktoren unvermeidlich und auch zweckmäßig, weil sie die Sättigungsspannung erniedrigt. Es besteht aus diesen Gründen beim einfachen Gegentaktbetrieb die Gefahr, daß beim Umschalten kurzzeitig beide Transistoren eines Paares stromführend sind. Die dabei entstehende Verlustleistung kann nur durch Begrenzungswiderstände auf ein für die Transistoren unschädliches Maß beschränkt werden. Solche Widerstände setzen jedoch den Wirkungsgrad herab.

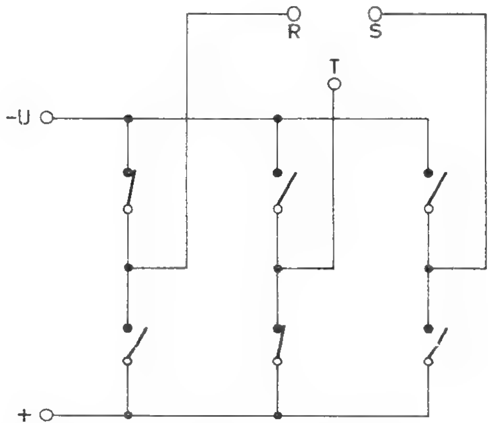


Bild 4: Schaltungsprinzip eines eisenlosen Drehstromgenerators

Günstiger verhalten sich eisenlose Endstufen, die gemäß Bild 5 a, b und c gesteuert werden. Während zwei Sechsteln einer Periode ist der obere Schalter geschlossen. Dann wird er geöffnet und bleibt zusammen mit dem unteren eine Sechstelperiode geöffnet, bevor dieser geschlossen wird, usw. So vermeidet man mit Sicherheit ein Überschneiden der Schließzeiten eines Paares. Bei Dreieck- und Sternschaltung der Last erhält man an den Wicklungen Treppenspannungen der von Bild 2 bekannten Form. Die Stromverteilung ist in Bild 6 für die Teilperioden 1 und 2 gezeichnet. Da bei Sternschaltung am Sternpunkt konstant die Spannung $\frac{U}{2}$ anliegt, ist es unnötig, diesen Punkt an eine Mittelanzapfung der Batterie anzuschließen. Der dauernd der Batterie entnommene Strom $I = \frac{U}{2R}$ ist gleich dem Höchststrom in den Transistoren. In Dreieckschaltung sind Batterie- und größter Transistorstrom gleich $\frac{3U}{2R}$.

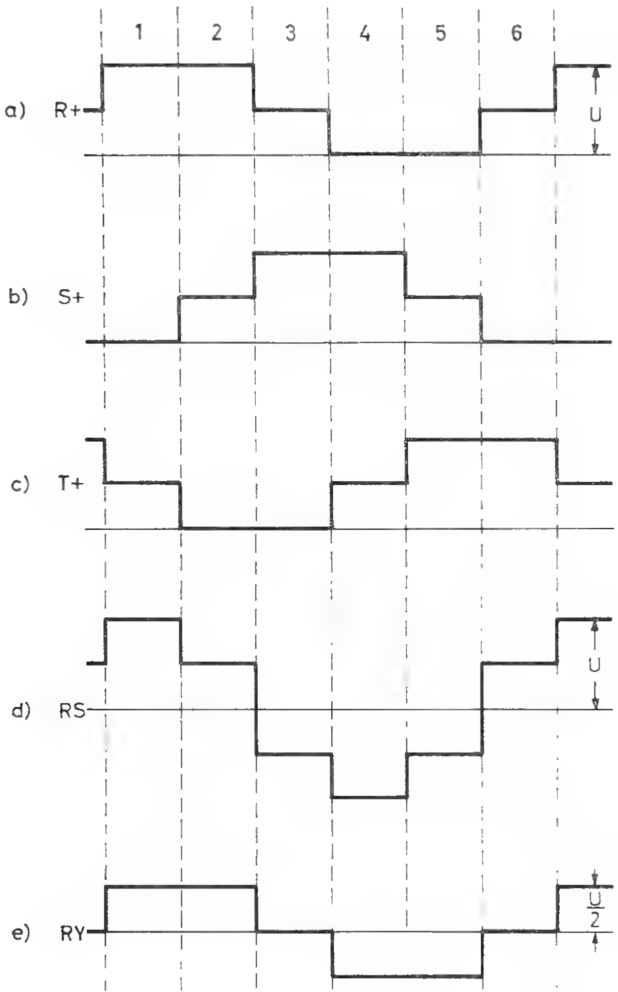


Bild 5: Phasenspannungen und Ströme beim eisenlosen Drehstrom-Generator

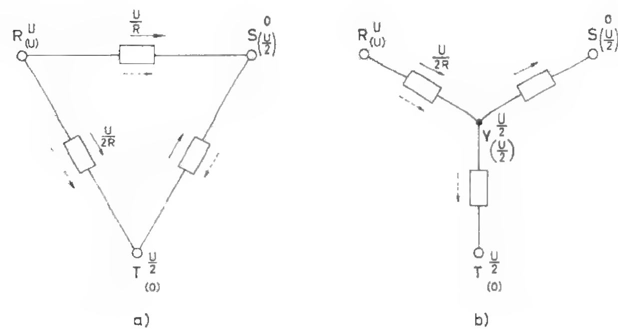


Bild 6: Stromverteilung in den Lastwicklungen beim eisenlosen Drehstrom-Generator

Erprobte Schaltungen

Bild 7 zeigt die vollständige Schaltung eines eisenlosen Generators. Die Frequenz wird durch eine RC-Kippschaltung bestimmt und kann an dem 100 kΩ-Potentiometer zwischen den Grenzen 5 und 200 Hz eingestellt werden. Beim Anlegen der Speisespannung zündet eine der von 1 bis 6 numerierten Vierschichtdioden. Dabei fällt an dem 270 Ω-Widerstand etwa die Hälfte der Speisespannung ab, so daß die fünf übrigen Vierschichtdioden gelöscht bleiben. Gleichzeitig lädt sich der 0,25 μF-Kondensator über das Potentiometer und den 2,2 kΩ-Widerstand auf, bis die Zündspannung der Vierschichtdiode 0, die niedriger als die Speisespannung sein muß, erreicht ist. Dann wird der Kondensator rasch über den 5,6 Ω-Schutzwiderstand entladen, und es gelangt ein negativer Impuls über den 22 nF-Kondensator auf die gemeinsame Anodenleitung des Ringzählers, der die gezündete Vierschichtdiode löscht. Die Ladung auf den Koppelkondensatoren sorgt dafür, daß beim Wiederanstieg der Spannung die nachfolgende Vierschichtdiode zündet. Es wird also durch jeden Impuls der Kippstufe der Zustand „gezündet" um einen Platz nach rechts verschoben.

Jede Vierschichtdiode besitzt zwei Arbeitswiderstände von 560 Ω, die zu den Basisanschlüssen zweier NPN-Treibertransistoren führen. Die Kollektoren dieser Treibertransistoren sind direkt mit den Basisanschlüssen der oberen PNP-Endtransistoren verbunden. Die unteren Endtransistoren sind über 120 Ω-Widerstände angekoppelt. Den Basis-Emitterstrecken aller Transistoren sind Widerstände parallelgeschaltet. Bei den Germanium-Endtransistoren vermindern sie den Sperrstrom. Bei den Silizium-Treibertransistoren sind sie als Teilerwiderstände nötig, weil sämtliche Basen über das Widerstandsnetzwerk untereinander verbunden sind und weil an den zu sperrenden Transistoren die Schwellspannung von 0,6 V unterschritten werden muß. Die Spitzen-Spitzen-Spannung an den Ausgangsklemmen R S T ist bei ohmscher Last gleich der Speisespannung vermindert um die Kniespannung der unteren Leistungstransistoren und um die Summe der Basis-Emitter-Spannung von Treiber und oberem Endtransistor. Der gemeinsame Vorwiderstand von 0,1 Ω dient zur Verminderung der Verlustleistung in den oberen Endtransistoren. Er ist so bemessen, daß diese bei Vollast gerade durchgesteuert sind. Der Effektivwert der Ausgangsspannung zwischen zwei Phasen beträgt etwa 17 V. Der ohmsche Widerstand der Motorwicklung sollte bei Dreieckschaltung 3,6 Ω nicht unterschreiten, bei Sternschaltung nicht 1,2 Ω, wenn der Motor bis zu so kleinen Frequenzen betrieben werden soll, daß der induktive Blindwiderstand der Wicklungen bzw. die induzierte Gegenspannung vernachlässigt werden können. Bei niedrigeren Wicklungswiderständen muß der 0,1 Ω-Vorwiderstand entsprechend erhöht werden, um sicherzustellen, daß die stromführenden Endtransistoren ganz durchgesteuert sind. An den Sprungstellen der Treppenspannung können besonders bei niedriger Arbeitsfrequenz Spannungsspitzen in den Wicklungsinduktivitäten induziert werden, die größer als die Batteriespannung sind. Man sollte die Größe dieser Spannungsspitzen bei erniedrigter Speisespannung für die Endstufen experimentell ermitteln und dann entsprechend spannungsfeste Endtransistoren wählen oder die Spitzen dadurch vermindern, daß man den Wicklungen Kapazitäten oder Serien-RC-Glieder parallelschaltet.

Die Kapazität der Koppelkondensatoren beträgt je 2 nF.

Bild 7: Schaltbild eines eisenlosen Drehstrom-Generators

Unter Berücksichtigung des Klirrfaktors beträgt die maximale Nutzleistung des Generators etwa 150 W. Bild 8 zeigt ein Labormuster des Generators, das wegen des Fehlens von Kühlflächen allerdings nur bis ca. 100 W belastet werden darf.

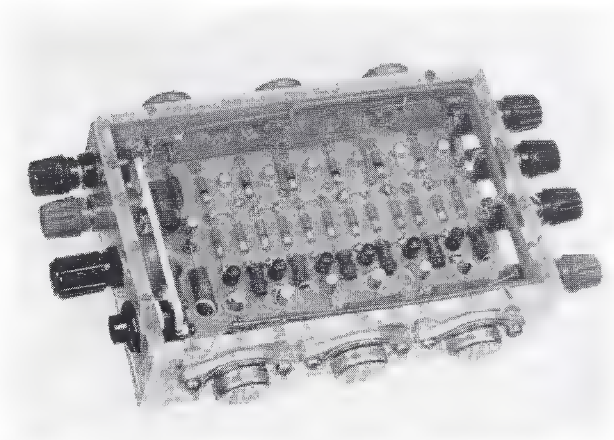


Bild 8: Labormuster eines eisenlosen Drehstrom-Generators

Bei dem Drehstrom-Generator nach Bild 9 wird anstelle der Kippschaltung ein Multivibrator als Impulsgeber benutzt. Das ist dann zu empfehlen, wenn die Frequenz um nicht mehr als den Faktor 2 geändert werden soll und wenn sie von Schwankungen der Speisespannung unabhängig sein muß. Bei einer Vierschichtdioden-Kippschaltung, wie in Bild 7, nimmt die Kippfrequenz bei Verringerung der Speisespannung dann stark ab, wenn die Zündspannung der Vierschichtdiode nur wenig kleiner als die Speisespannung ist. Bei dem Multivibrator ist die Frequenz praktisch unabhängig von der Speisespannung, weil die Ladespannung des zeitbestimmenden Kondensators der Spannung gleich ist, gegen die er entladen wird, und weil das Umschalten dann erfolgt, wenn die Kondensatorspannung ihr Vorzeichen wechselt. Die Rechteckspannung des Multivibrators wird differenziert und der so gewonnene Impuls zweifach verstärkt. Er dient dann zum Schalten des Ringzählers. An einer Diode in der gemeinsamen Emitterleitung aller Endtransistoren wird eine positive Vorspannung für die Basen der gesperrten Endtransistoren erzeugt. Bei leistungsstärkeren Generatoren empfiehlt es sich, zur Verbesserung des Wirkungsgrades anstelle der Diode im Hauptstromkreis eine getrennte Vorspannungsquelle zu benutzen.

Beim Umschalten der Endtransistoren entstehen Spannungsspitzen, die über die Kollektor-Basis-Kapazität das Arbeiten des Ringzählers stören können. Die Störimpulse werden unterdrückt durch Dioden, die zu den Basisableitwiderständen parallelgeschaltet sind.

Transformatordaten:

Kern: M 65/27, Dyn. Bl. IV, o. L.
w_1 = je 120 Wdg., CuL 0,7 mm ∅
w_2 = 1200 Wdg., CuL 0,28 mm ∅

Dieser Drehstrom-Generator gibt eine Nutzleistung von

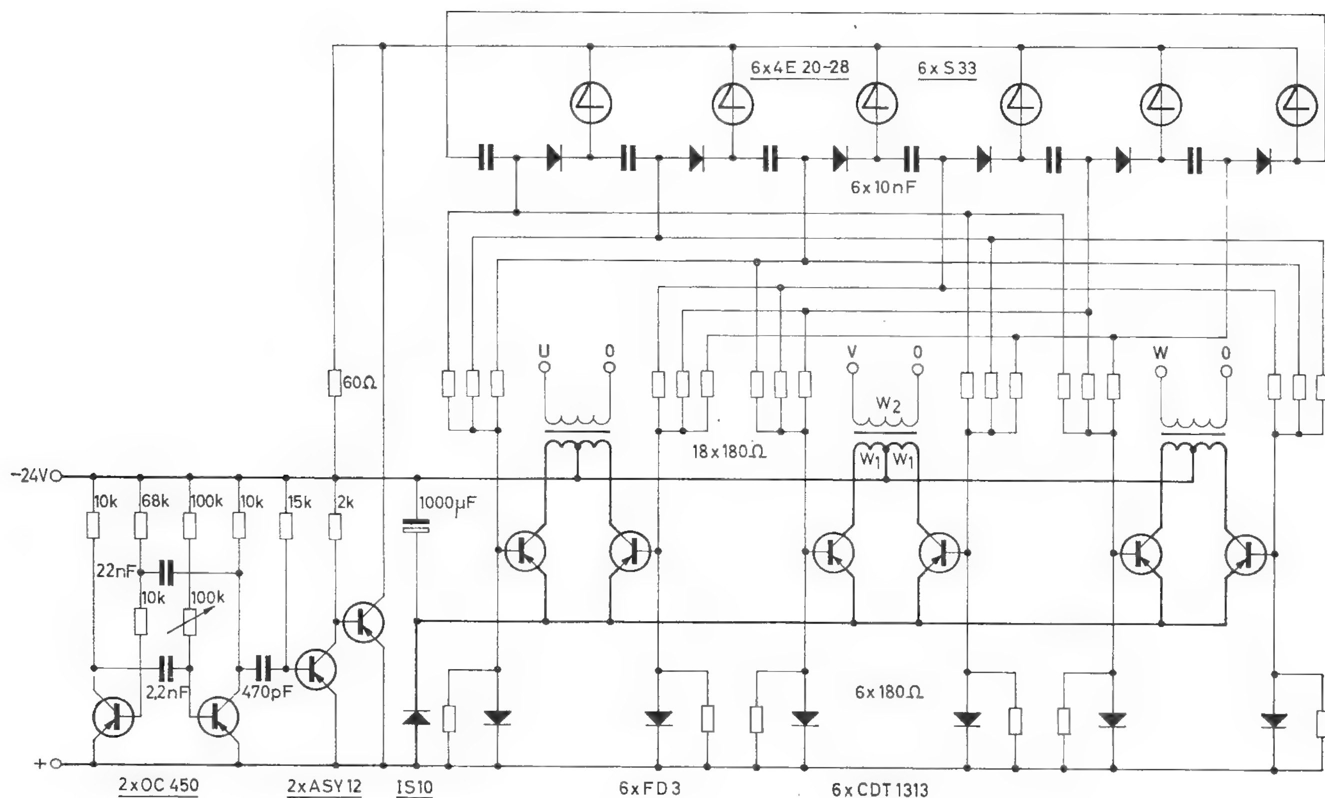


Bild 9: Schaltbild eines Drehstrom-Generators mit Ausgangstransformatoren

ca. 100 W ab. Da bereits Leistungstransistoren mit Kollektorströmen bis zu 50 A auf dem Markt sind, lassen sich nach den geschilderten Schaltungsprinzipien Generatoren bis zu Nutzleistungen von 1 kW bauen.
Die folgende Tabelle gibt die Zusammenhänge an zwischen

wirksamer Speisespannung	U,
Wicklungswiderstand	R,
Höchststrom in den Endtransistoren	I_{max},
Batteriestrom	I,
Speiseleistung	N,
und Effektivwert der Grundwelle	U_1.

n ist das Verhältnis von Sekundärwindungszahl w_2 zur Windungszahl der einfachen Primärwicklung w_1.

Generator	mit Ausgangstransform.		mit eisenloser Endstufe	
Schaltungsart d. Last	△	Y	△	Y
I_{max}	$\frac{4U}{R}$	$\frac{4U}{3R}$	$\frac{3U}{2R}$	$\frac{U}{2R}$
I	$\frac{8U}{R}$	$\frac{8U}{3R}$	$\frac{3U}{2R}$	$\frac{U}{2R}$
N	$2UI_{max}$	$2UI_{max}$	UI_{max}	UI_{max}
U_1	$1{,}56 \cdot nU$	$0{,}90\ nU$	$0{,}67 \cdot U$	$0{,}39 \cdot U$

Bei der Auslegung von Schaltungen ist von der Leistung auszugehen, die der Motor benötigt. Multipliziert man diese Größe mit $1 + K_2 = 1{,}09$, so erhält man die Leistung, die vom Generator abgegeben werden muß. Bei Endstufen mit Ausgangstransformatoren ist dieser Wert durch den Transformatorwirkungsgrad zu dividieren, der üblicherweise zwischen 0,8 und 0,95 liegt. Dann kann anhand der Tabelle der Höchststrom in den Endtransistoren ermittelt werden, wenn für U die Batterie- bzw. Speisespannung eingesetzt wird, vermindert um die Sättigungsspannung der Endtransistoren bei dem maximalen Kollektorstrom. Bei eisenlosen Endstufen entfallen die Transformatorverluste. Die wirksame Speisespannung ist jedoch, unabhängig von der Ansteuerung der Endtransistoren, um mehr als das Doppelte der Sättigungsspannung kleiner als die Eingangsspannung.



INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH



INTERMETALL Sonderdruck

26
1963

Hans Keller

Miniaturisierung mit Silizium-Pico-Transistoren

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Miniaturisierung mit Silizium-Pico-Transistoren *)

von Dipl.-Ing. Hans Keller, INTERMETALL GmbH

*) Sonderdruck aus Radio-Fernseh-Phono-Praxis 1963, Heft 10

Die geringen Abmessungen von Transistoren und anderen Halbleiterbauelementen führten in den letzten Jahren zu einer wesentlichen Verkleinerung elektronischer Geräte. Dazu mußten auch die passiven Bauelemente, wie Widerstände, Kondensatoren usw. den Transistoren angepaßt und verkleinert werden. Das gelang in jüngster Zeit so gut, daß von den Geräteherstellern noch kleinere Transistoren gefordert wurden.

Die Firma Intermetall hat daher neue Transistoren auf den Markt gebracht, deren Volumen nur noch 1/6 ihrer vorher kleinsten Typen, der Germanium-Subminiaturtransistoren, beträgt. Bei der Entwicklung dieser sogenannten Pico-Transistoren wurde von folgenden Gesichtspunkten ausgegangen: Die Stromaufnahme von Miniaturgeräten soll möglichst gering sein, um die kleinen Speisebatterien gut auszunutzen und die Eigenerwärmung der Geräte gering zu halten. Kleine Kollektorströme in den Transistoren sind aber in der Praxis nur sinnvoll, wenn dabei die Stromverstärkung noch ausreichend hoch und der Anteil der Restströme gering ist. Für eine gute Ausnutzung der Transistoren muß ihre Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung möglichst klein sein, besonders, wenn die Speisespannung nur wenige Volt beträgt, wie es bei Miniaturgeräten üblich ist.

Diese Forderungen erfüllen am besten NPN-Siliziumtransistoren in Epitaxial-Planar-Ausführung. Die Picotransistoren BFY 22, BFY 23, BFY 24, BFY 29 und BFY 30 werden daher nach diesem neuzeitlichen Verfahren hergestellt. Gegenüber den früheren Germanium-Subminiaturtransistoren liegen bei ihnen dadurch folgende Kenn- und Grenzwerte zum Teil wesentlich höher: die Stromverstärkung bei kleinen Strömen, die Kollektor-Emitter-Abbruchspannung, der Kollektor-Spitzenstrom, die Verlustleistung und die Grenzfreqenz. Dabei ist der Kollektor-Basis-Reststrom der Pico-Transistoren um den Faktor 100 geringer.

Die wichtigsten Daten der einzelnen Typen sind in der Tabelle auf Seite 6 zusammengestellt.

Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Pico-Transistors. Das System ist auf einen Metallstreifen gelötet, der als Kollektoranschluß dient und gleichzeitig für eine ausreichende Wärmeableitung sorgt. Emitter- und Basisanschluß sind als dünne Drähte herausgeführt. Gegen äußere Einflüsse ist der Transistor durch eine Kunststoffperle, die das System umgibt, geschützt. Dieses „Gehäuse" ist annähernd kugelförmig und hat einen mittleren Durchmesser von ca. 1,8 mm.

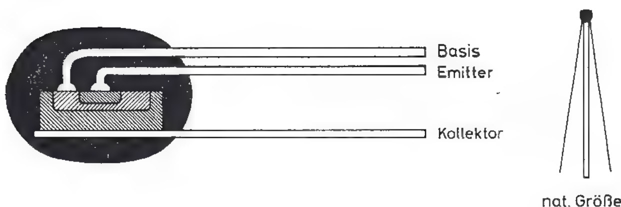


Bild 1: Schnitt durch einen Pico-Transistor (schematisch)

Anwendungen

Die Pico-Transistoren wurden ursprünglich speziell für Miniaturgeräte entwickelt. Wegen ihrer ausgezeichneten elektrischen Eigenschaften lassen sie sich jedoch auch in vielen anderen Geräten mit Vorteil verwenden. Im folgenden werden als Beispiel für die vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten mehrere Schaltungen kurz beschrieben. Einige der bei Versuchen mit diesen Schaltungen verwendeten Bauelemente sind in Bild 2 dargestellt.

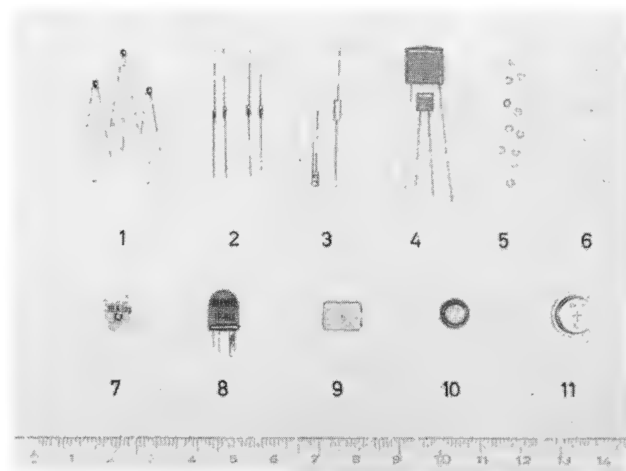


Bild 2: Bauteile für Miniaturgeräte

1) Intermetall-Pico-Transistoren
2) Kleinstwiderstände (Resista Rs x 00 und Siemens & Halske B 51 270 A)
3) Tantal-Elektrolyt-Kondensatoren (Roederstein ETX)
4) Keramik-Kondensatoren (Roederstein DLY)
5) Speicher-Ringkerne (Siemens & Halske B 64 520)
6) Micro-Glühlampen (Menzel & Brandau MO)
7) Knopfregler (Dralowid 59 SM)
8) Transfilter (Intermetall TF-01 A)
9) Magnetisches Mikrofon (Sennheiser MM 301)
10) Batteriezelle (Mallory RM-312)
11) Nickel-Cadmium-Akkumulator (DEAC 20 DK)

Das vorerst noch wichtigste Anwendungsgebiet für Pico-Transistoren sind NF-Verstärker für Schwerhörigengeräte. Infolge ihrer im Vergleich zur Basis-Emitter-Schwellspannung sehr kleinen Kollektor-Sättigungsspannung können bei diesen Transistoren die einzelnen Verstärkerstufen ohne Zwischenschaltung von Trennkondensatoren aneinander angeschlossen werden. Ein Beispiel dafür ist die Schaltung in Bild 3. Sie zeigt einen dreistufigen Verstärker für ein Miniaturhörgerät mit durchweg galvanisch gekoppelten Verstärkerstufen. Der erste Transistor erhält seine Basis-Vorspannung über einen Spannungsteiler, dessen eine Seite mit dem Kollektor des Ausgangstransistors verbunden ist. Dadurch ergibt sich eine starke Gleichstormgegenkopplung, die die Arbeitspunkte der drei Transistoren stabilisiert. Eine Wechselstromgegenkopplung

über diesen Basisspannungsteiler wird von dem 6 µF-Kondensator weitgehend unterdrückt. Durch die galvanische Kopplung der Verstärkerstufen sind gegenüber Schaltungen mit Germanium-Transistoren mindestens ein Elektrolyt-Kondensator und mehrere Widerstände eingespart.

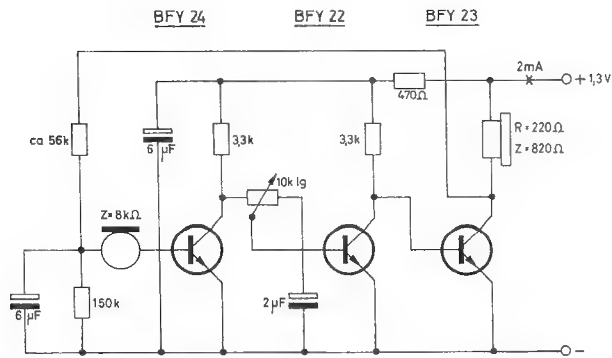


Bild 3: Schaltung eines Schwerhörigengerätes

Bei einer Frequenz von 1 kHz wurde an einem Mustergerät die elektrische Leistungsverstärkung mit rund 78 dB und die max. Ausgangsleistung mit 0,5 mW bei 5 % Klirrfaktor gemessen. Wie Bild 4 zeigt, läßt sich der ganze Verstärker mit Ausnahme der elektroakustischen Wandler und des Lautstärkereglers mit den Abmessungen 8 x 8 x 3 mm³ aufbauen. Damit ist es möglich, Schwerhörigengeräte so klein zu bauen, daß sie direkt im Ohr getragen werden können.

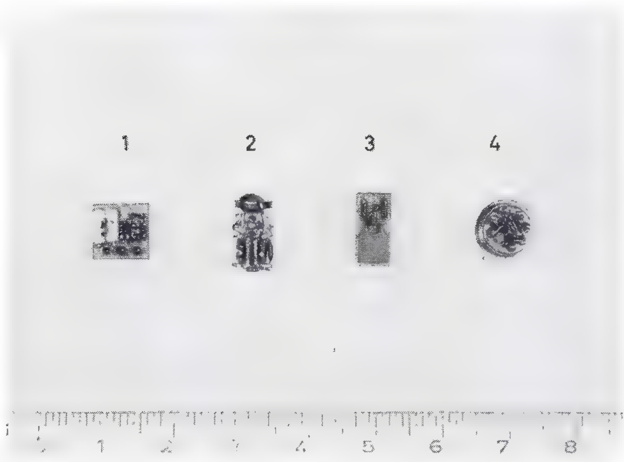


Bild 4: Versuchsaufbauten von Miniaturgeräten mit Pico-Transistoren
1) Hörgeräteverstärker
2) Magensonde
3) Signalinjektor
4) Bistabile Kippschaltung (Flip-Flop)

Wenn ein Kristallmikrofon oder Tonabnehmer über eine lange Zuleitung an einen Verstärker angeschlossen werden soll, so ist es zweckmäßig, die Mikrofonspannung vorzuverstärken. Dazu eignet sich der in Bild 5 gezeigte Verstärker, der infolge seiner kleinen Abmessungen mit der Mikrofon-Kapsel in ein gemeinsames Gehäuse eingebaut werden kann. Zur Erzielung eines hohen Eingangswiderstandes wird der erste Transistor in Kollektorschaltung betrieben, und ist der zweite stark gegengekoppelt. Der Wechselstromeinfluß des zur Arbeitspunkteinstellung notwendigen Basisspannungsteilers des ersten Transistors wird durch Rückkopplung über die beiden 6 µF-Kondensatoren weitgehend ausgeschaltet. Dadurch erreicht diese Schaltung einen Eingangswiderstand von 1 MΩ, der nicht von der Ausgangsbelastung des Verstärkers abhängt, da die Ausgangsspannung am Kollektor des zweiten Transistors abgenommen wird. Der Verstärker hat im Leerlauf eine etwa dreifache Spannungsverstärkung mit maximal 3 dB Abfall zwischen 10 Hz und 16 kHz. Die Eingangsspannung darf bis zu 0,3 V_{eff} betragen.

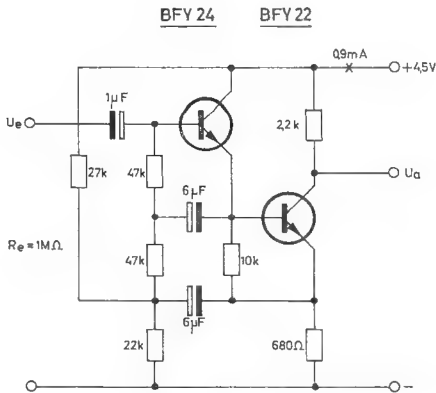


Bild 5: Vorverstärker mit hohem Eingangswiderstand

Bild 6 zeigt einen eisenlosen Endverstärker, bei dem neben den kleinen Abmessungen der Pico-Transistoren auch die zu normalen Legierungstransistoren umgekehrte Polarität ausgenutzt wird. Die Schaltung enthält in der Endstufe einen Silizium-Pico-Transistor und einen Germanium-Standardtransistor, die im Serien-Gegentakt-B-Betrieb arbeiten. Ein weiterer Pico-Transistor dient als Treiber. Der Lautsprecher ist über den 50 µF-Kondensator an den Verbindungspunkt der beiden Endtransistoren angeschlossen. Alle drei Transistoren sind galvanisch miteinander gekoppelt, so daß ihre Arbeitspunkte gemeinsam mit dem 250 kΩ-Trimmerpotentiometer eingestellt werden können. Bei optimaler Einstellung wird der Batterie ein Ruhestrom von 2,8 mA entnommen. Der Eingangswiderstand des Verstärkers beträgt rund 800 Ω. Der Generatorwiderstand soll größer sein, um die Gegenkopplung über den 250 kΩ-Einstellregler nicht zu verringern. Für die max. Ausgangsleistung von 50 mW ist eine Eingangsspannung von etwa 15 mV erforderlich. Der Frequenzbereich des Verstärkers ist 150 Hz bis 50 kHz bei maximal 3 dB Abfall. Die untere Grenzfrequenz kann weiter verringert werden, wenn man die Kapazität der beiden Kondensatoren vergrößert. Durch

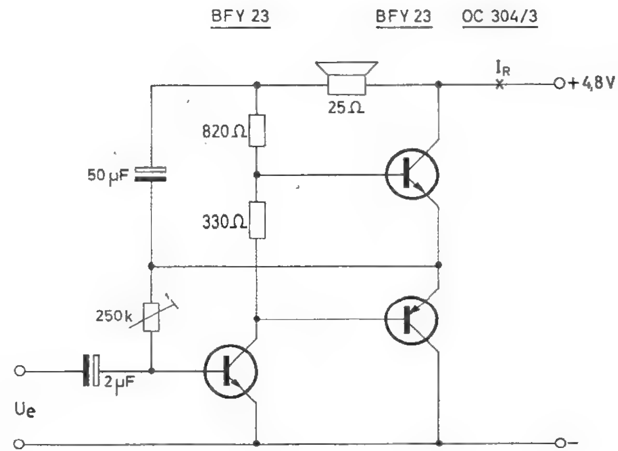


Bild 6: Transformatorloser Gegentakt-Endverstärker

die Verwendung von Pico-Transistoren und den Fortfall der bei anderen Schaltungen notwendigen Transformatoren eignet sich dieser Verstärker vor allem für kleinste Taschenempfänger und für Hörgeräte höherer Ausgangsleistung.

In Bild 7 ist die Schaltung eines einfachen HF-Oszillators wiedergegeben, der sich wegen seines kleinen Volumens und der geringen Stromaufnahme vor allem für medizinische Magensonden eignet. Die Schaltung wurde für die bei diesen Geräten übliche Schwingfrequenz von 1,9 MHz ausgelegt, läßt sich aber auch leicht für höhere Frequenzen ändern. Ein Versuchsaufbau, bei dem noch eine verhältnismäßig große Schwingkreisspule verwendet wurde, konnte in einem Röhrchen von 6 mm Innendurchmesser und 11 mm Länge untergebracht werden (siehe Bild 4).

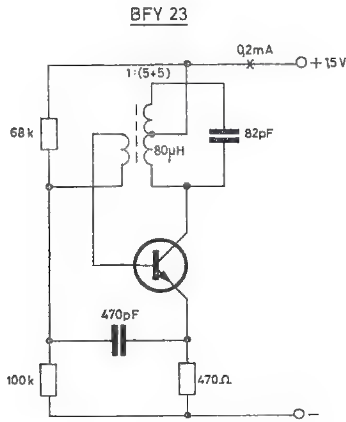


Bild 7: 1,9 MHz-Oszillator für Magensonden

Wegen ihrer geringen Restströme und hohen Lebensdauer eignen sich die Pico-Transistoren auch für Meßgeräte, in denen oft umfangreiche Schaltungen auf kleinstem Raum untergebracht werden müssen. Für einen solchen Fall wurde der in Bild 8 gezeigte 1-kHz-Sinusgenerator entwickelt. Er enthält als frequenzbestimmendes Glied eine Wien-Robinson-Brücke. Zwei Pico-Transistoren liefern die erforderliche Verstärkung und Phasendrehung. Um Bauelemente zu sparen und unerwünschte Schwingneigungen zu unterdrücken, sind die beiden Transistoren nicht über einen Kondensator, sondern galvanisch aneinander gekoppelt.

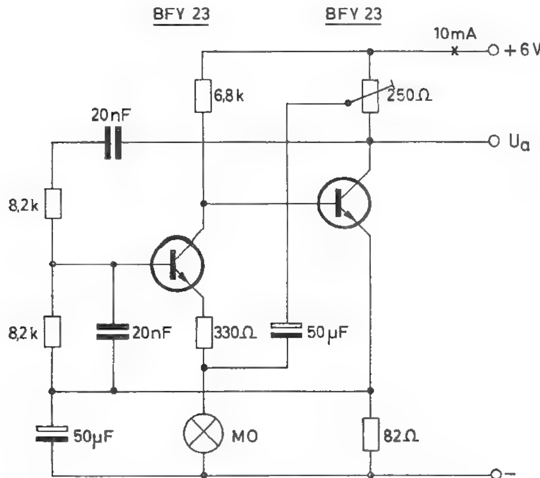


Bild 8: 1 kHz-Wienbrücken-Generator

Die gleichstrommäßige Gegenkopplung vom Emitter des letzten zur Basis des ersten Transistors sorgt für eine gute Arbeitspunktstabilität auch bei schwankender Betriebsspannung. Die als Kaltleiter verwendete Micro-Glühlampe im Gegenkopplungszweig der Wien-Robinson-Brücke wirkt als spannungsabhängiger Widerstand und hält dadurch die Amplitude der Ausgangsspannung auf 3 % konstant, wenn sich die Betriebsspannung um 20 % ändert. Die Lerrlaufspannung des Generators beträgt etwa 0,5 V_{eff} bei einem Klirrfaktor von nur 0,8 %.

Bild 9 zeigt einen einfachen 470-kHz-Oszillator, der sich gut als kleines Prüfgerät für Rundfunkempfänger eignet. Der Oszillator enthält ein zweipoliges Transfilter (piezoelektrisches Keramikfilter). Die Schwingfrequenz liegt zwischen der Serien- und Parallel-Resonanzfrequenz des Filters und kann durch andere Wahl der beiden Kondensatorenwerte um einige Kilohertz verändert werden. Die Ausgangsspannung des Oszillators beträgt etwa 1,5 V_{eff}. Sie wird mit Hilfe des im Rückkopplungszweig liegenden 3-kΩ-Trimmerpotentiometers so eingestellt, daß die Verzerrungen gering sind, der Oszillator aber noch stabil schwingt.

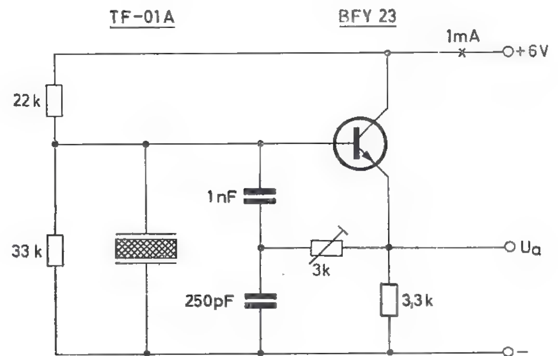


Bild 9: 470 kHz-Oszillator mit einem Transfilter

Ein weiterer einfacher Prüfoszillator, ein sogenannter Signalinjektor, der sich für orientierende Untersuchungen an Rundfunk- und Verstärkerschaltungen eignet, ist in Bild 10 wiedergegeben. Die Schaltung stellt einen Sperrschwinger dar, der Nadelimpulse von 10 V und ca. 0,1 µs Dauer mit einer Folgefrequenz von 1 bis 2 kHz abgibt. Die Ausgangsspannung enthält ausreichend hohe Oberwellenanteile für die Untersuchung von Schaltungen bis zu etwa 10 MHz.

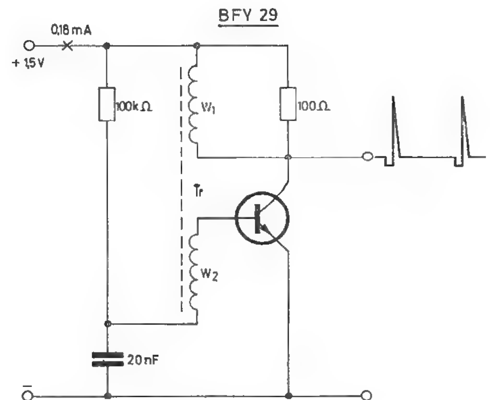


Bild 10: Sperrschwinger für einen Signalinjektor

Bei einem extrem kleinen Versuchsaufbau mit nur 10 x 5 x 3 mm³ wurde für den Transformator ein Ferrit-Speicherkern mit 2 mm Durchmesser verwendet. Seine Daten sind:

Siferrit-Ringkern B 64 520 –A 1 – R 530
W_1 = 30 Wdg., CuL 0,07 mm ∅
W_2 = 60 Wdg., CuL 0,05 mm ∅

Der 100-Ω-Widerstand parallel zur Kollektorwicklung des Transformators bedämpft diese soweit, daß immer nur eine Spannungsspitze erzeugt wird.

Intermetall-Pico-Transistoren eignen sich auch besonders für elektronische Rechengeräte, bei denen oft auf kleinstem Raum eine sehr große Zahl von Bauelementen untergebracht werden müssen. Vielfach verwendete Bausteine für solche Rechengeräte sind astabile, monostabile und bistabile Kippschaltungen, die in den verschiedensten Abwandlungen vorkommen.

Bild 4 zeigt, daß sich eine einfache Flip-Flop-Schaltung aus vier Widerständen und zwei Picotransistoren gut in ein TO-5-Transistorgehäuse einbauen läßt. Bei nicht zu großer Bauelementezahl können somit Schaltungen mit Pico-Transistoren in ähnlich kleinen Gehäusen untergebracht werden, wie die vorerst noch sehr viel teureren integrierten Schaltungen. Dabei ist das Anwendungsgebiet der Pico-Transistoren wesentlich vielseitiger, da sich mit ihnen auch Schaltungen aufbauen lassen, die Induktivitäten enthalten, die sich nicht als integriertes Bauelement herstellen lassen.

Daß Transistoren nicht nur auf vielen Gebieten die Elektronenröhren vorteilhaft ersetzt haben, sondern auch der Elektronik ganz neue Anwendungen erschließen, zeigt sich an ihrer zunehmenden Verwendung in elektrischen Uhren. Die neuen Pico-Transistoren sind dabei infolge ihrer kleinen Abmessungen und extrem geringen Restströme besonders gut für Armbanduhren geeignet.

Bild 11 zeigt das Prinzip eines einfachen Transistor-Uhrantriebes. Auf der Unruh der Uhr ist ein kleiner Permanent-Magnet angebracht, der sich im Feld einer aus den beiden Wicklungen W_1 und W_2 gebildeten Spule bewegt. Die Rückkopplungswicklung W_1 ist dabei so ausgelegt, daß die Transistorschaltung nicht selbst schwingt. Erst der in das Spulenfeld eintauchende Magnet induziert in W_1 eine so hohe Spannung, daß der Transistor durchgesteuert wird. Der dann durch W_2 fließende Kollektorstrom erzeugt ein Feld, das den Magneten wieder abstößt. Anstelle der elektromagnetischen Rückkopplung kann auch eine elektromechanische Rückkopplung mit einem piezoelektrischen Keramikelement vorgesehen werden. Außerdem ist ein Uhrantrieb bekannt, bei dem ein Transistor-Oszillator einen mechanischen Schwinger zur Resonanz anregt, dessen Bewegungen auf ein Zahnrad übertragen werden.

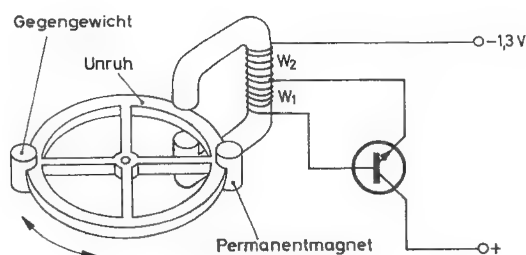


Bild 11: Prinzip eines Transistor-Uhrantriebes

Kenn- und Grenzwerte von INTERMETALL-Pico-Transistoren

Typ (Farbkennzeichen)	Kennwerte bei $T_U = 25°C$: Kleinsignal-Stromverstärkung bei $U_{CE} = 0,5$ V, $I_C = 0,2$ mA β	Kleinsignal-Stromverstärkung bei $U_{CE} = 0,5$ V, $I_C = 2$ mA β	Kollektor-Basis-Stromverhältnis bei $U_{CE} = 0,5$ V, $I_C = 50$ mA B	Kollektor-Sättigungsspannung bei $I_C = 50$ mA, $I_B = 5$ mA U_{CEsat} (V)	Basis-Emitter-Spannung bei $U_{CE} = 0,5$ V, $I_C = 0,2$ mA U_{BE} (V)	Kollektorreststrom I_{CB0} (nA)	bei U_{CB} (V)	Kollektorreststrom I_{CE0} (nA)	bei U_{CE} (V)	Grenzfrequenz bei $U_{CE} = 0,5$ V, $I_C = 0,2$ mA $f_{\beta 1}$ (MHz)	Rauschzahl bei $U_{CE} = 0,5$ V, $I_C = 0,2$ mA, $R_G = 1,5$ kΩ, f=0,03..15kHz F (dB)
BFY 22 (gelb)	60 (30..90)	80	> 50	< 0,45	0,5 . . . 0,7	<15	2	<20	2	20	7
BFY 23 (rot)	110 (70..220)	140	> 70	< 0,45	0,5 . . . 0,7	<15	2	<20	2	20	7
BFY 24 (blau)	100 (45..130)	130	–	< 0,45	0,5 . . . 0,7	<15	2	<20	2	20	< 5
BFY 29 (orange)	60 (30..90)	80	> 50	< 0,45	0,5 . . . 0,7	<15	30	<20	25	20	7
BFY 30 (weiß)	110 (70..220)	140	> 70	< 0,45	0,5 . . . 0,7	<15	30	<20	25	20	7

Typ	Grenzwerte: Kollektor-Basis-Spannung U_{CB0} (V)	Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE0} (V)	Emitter-Basis-Spannung U_{EB0} (V)	Kollektorstrom I_C (mA)	Basisstrom I_B (mA)	Emitterstrom $-I_E$ (mA)	Verlustleistung bei $T_U = 45°C$ P_{tot} (mW)	Sperrschichttemperatur T_j (°C)
BFY 22	5	5	3	50	5	55	50	125
BFY 23	5	5	3	50	5	55	50	125
BFY 24	5	5	3	50	5	55	50	125
BFY 29	45	30	5	50	5	55	50	125
BFY 30	45	30	5	50	5	55	50	125

Kenn- und Grenzwerte von INTERMETALL-Planar-Transistoren im Gehäuse TO-5 und TO-18

NPN-Silizium-Epitaxie-Planar-Transistoren im TO-5-Gehäuse für HF- und NF-Verstärker, schnelle Schalter usw.

Sperrschichttemperatur: T_j = max. + 200° C

Typ	Kennwerte bei T_U = 25° C									
	Kollektor-Basis-Stromverhältnis bei U_{CE} = 10 V,				Kleinsignal-Stromverstärkung bei			Kollektor-Sättigungsspannung bei		Basis-Sättigungsspann. bei
	I_C = 0,1 mA B	I_C = 10 mA B	I_C = 0,15 A B	I_C = 0,5 A B	U_{CE} = 5 V I_C = 1 mA β	U_{CE} = 10 V I_C = 5 mA β	U_{CE} = 1 V I_C = 10 mA β	I_C = 0,15 A I_B = 15 mA U_{CEsat} (V)	I_C = 0,5 A I_B = 50 mA U_{CEsat} (V)	I_C = 0,15 A I_B = 15 mA U_{BEsat} (V)
BSY 51 ~ 2 N 697	–	–	40..120	–	30..100	70	> 20	0,25 (<0,8)	–	< 0,8
BSY 52 ~ 2 N 1420	–	–	100..300	–	50..200	140	–	0,25 (<0,8)	–	< 0,8
BSY 53 ~ 2 N 1613	> 20	> 35	40..120	> 20	30..100	35..150	–	0,25 (<0,6)	0,9 (<1,2)	< 0,8
BSY 54 ~ 2 N 1711	> 35	> 80	100..300	> 40	50..250	70..300	–	0,25 (<0,6)	0,9 (<1,2)	< 0,8
BSY 55 ~ 2 N 1893	> 20	> 35	40..120	–	30..120	35..150	–	0,3 (<0,6)	–	< 1,3
BSY 56	> 35	> 75	100..300	–	50..240	70..300	–	0,3 (<0,6)	–	< 1,3

Typ	Kennwerte bei T_U = 25° C					Grenzwerte						
	Kurzschluß-Ausgangskapazität bei U_{CES} = 10 V	Kurzschluß-Eingangskapazität bei U_{BE} = 0,5 V	Grenzfrequenz bei U_{CE} = 10 V I_C = 50 mA	Kollektorreststrom		Kollektor-Basis-Spannung	Kollektor-Emitter-Spannung bei		Emitter-Basis-Spannung	Verlustleistung bei		
					bei		R_{BE} < 10 Ω	I_B = 0		T_U = 25° C	T_G = 100° C	T_G = 25° C
	C_{oe} (pF)	C_{ie} (pF)	$f_{\beta 1}$ (MHz)	I_{CB0} (nA)	U_{CB} (V)	U_{CB0} (V)	U_{CER} (V)	U_{CE0} (V)	U_{EB0} (V)	P_{tot} (W)	P_{tot} (W)	P_{tot} (W)
BSY 51	< 12	< 60	125	< 100	30	60	45	25	5	0,8	1,7	3
BSY 52	< 12	< 60	125	< 100	30	60	45	25	5	0,8	1,7	3
BSY 53	< 12	< 60	150	< 10	60	75	50	30	7	0,8	1,7	3
BSY 54	< 12	< 60	150	< 10	60	75	50	30	7	0,8	1,7	3
BSY 55	< 12	< 60	150	< 10	90	120	100	80	7	0,8	1,7	3
BSY 56	< 12	< 60	150	< 10	90	120	100	80	7	0,8	1,7	3

NPN-Silizium-Epitaxie-Planar-Transistoren im TO-18-Gehäuse für HF- und NF-Verstärker, schnelle Schalter usw.

Verlustleistung bei T_U = 45° C : P_{tot} = max. 260 mW, Sperrschichttemperatur: T_j = max. + 175° C, Schaltzeiten ca. 50 ns

Typ	Kennwerte bei T_U = 25° C										Grenzwerte			
	Kollektor-Basis-Stromverhältnis	Kollektor-Sättigungsspannung		Kollektorreststrom bei				Stromverstärkung bei f = 100 MHz			Kollektor-Basis-Spannung	Kollektor-Emitter-Spannung	Emitter-Basis-Spannung	Kollektorstrom
	bei U_{CE} = 1 V		bei	T_U = 25° C	bei	T_U = 150° C	bei		bei					
	I_C = 10 mA B	$U_{CE\,sat}$ (V)	I_C / I_B (mA)	I_{CB0} (nA)	U_{CB} (V)	I_{CB0} (µA)	U_{CB} (V)	β	U_{CE} (V)	I_C (mA)	U_{CB0} (V)	U_{CE0} (V)	U_{EB0} (V)	I_C (mA)
BSY 19 = 2 N 708	> 30	< 0,4	10/1	< 25	20	< 15	20	>3	10	10	40	15	5	200
BSY 20 = 2 N 706 B	> 20	< 0,4	10/1	< 500	15	< 30	15	>2	10	10	25	15	5	50
BSY 21 = 2 N 914	> 30	< 0,7	200/20	< 25	20	< 15	20	>3	10	20	40	15	5	500
BSY 22 = 2 N 916	> 50	< 0,5	10/1	< 10	15	< 10	15	>3	15	10	45	25	5	200
BSY 23 = 2 N 834	> 25	< 0,25 < 0,4	10/1 50/5	< 500	20	< 30	20	>3,5	15	10	40	30*)	5	200

*) bei U_{BE} = 0



INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH



INTERMETALL **Sonderdruck**

27

1963

Hans Keller

Direkt-anzeigendes ß-Meßgerät für Transistoren

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Direkt-anzeigendes ß-Meßgerät für Transistoren *)

von Dipl.-Ing. Hans Keller, INTERMETALL GmbH

*) Sonderdruck aus Funkschau 1963, Heft 20

Für die Entwicklung, Wartung und Reparatur transistorbestückter Geräte ist ein Meßgerät erforderlich, mit dem die Transistoren geprüft werden können. Während man die Gleichstromkennwerte verhältnismäßig leicht mit Hilfe einer Gleichspannungsquelle und zweier Vielfachinstrumente kontrollieren kann, wird zum Messen des bei Niederfrequenztransistoren wichtigsten Wechselstromkennwertes, der Kleinsignalstromverstärkung ß, ein besonderes Gerät benötigt. Die Kleinsignalstromverstärkung ß ist definiert als das Verhältnis des Kollektorwechselstromes zum Basiswechselstrom des in Emitterschaltung betriebenen Transistors. Dabei müssen die Wechselströme klein sein gegenüber den Gleichströmen und der Transistor soll ausgangsseitig im Kurzschluß betrieben werden. Bezeichnet man die Gleichströme mit großen, die Wechselströme und Spannungen mit kleinen Buchstaben, so gilt demnach:

$$\beta = \frac{i_C}{i_B} \quad \text{bei } u_{CE} = 0,\ i_C << I_C \text{ und } i_B << I_B .$$

Da die Kleinsignalstromverstärkung sowohl vom Emittergleichstrom als auch von der Kollektor-Emitter-Gleichspannung des Transistors abhängt, enthalten handelsübliche Transistormeßgeräte zum Teil aufwendige Schaltungen zum Einstellen und Stabilisieren des Arbeitspunktes. In vielen Fällen, besonders für kleinere Werkstätten und Laboratorien sowie zur schnellen Transistorprüfung am Arbeitsplatz genügt jedoch ein einfaches Gerät, wie es im folgenden beschrieben wird. Es ist geeignet für ß-Messungen an PNP- und NPN-Transistoren bei 5 V Kollektor-Emitter-Gleichspannung und 1 mA Emittergleichstrom (Meßpunkt für die meisten Intermetall-Transistoren). Aus der bei diesem Arbeitspunkt gemessenen Stromverstärkung kann diejenige für einen anderen Arbeitspunkt mit Hilfe der von den Herstellerfirmen für die meisten Transistortypen angegebenen Kurven $\beta = f\ (I_E)$ und $\beta = f\ (U_{CE})$ ermittelt werden.

Die Prinzipschaltung des Gerätes ist in Bild 1 wiedergegeben. Ein 1-kHz-Generator speist über einen hochohmigen Widerstand R_1 einen konstanten Wechselstrom in die Basis des zu prüfenden Transistors ein. Der um den Stromverstärkungsfaktor ß größere Kollektorwechselstrom wird in einem Meßverstärker mit niedrigem Eingangswiderstand verstärkt. An den Verstärkerausgang ist ein Instrument angeschlossen, das bei entsprechender Eichung direkt die Kleinsignalstromverstärkung des Prüflings anzeigt.

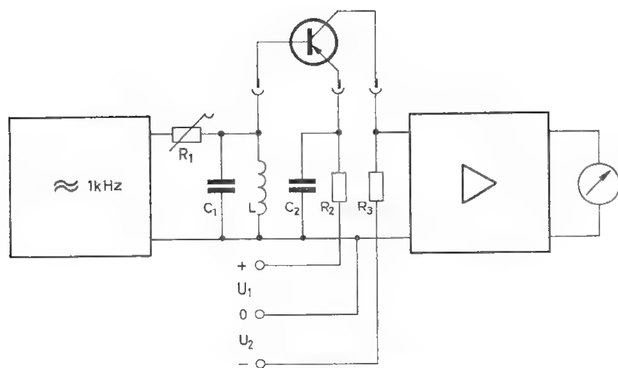


Bild 1: Prinzipschaltbild eines ß-Meßgerätes für PNP-Transistoren

Der Arbeitspunkt, bei dem die Stromverstärkung des Transistors gemessen wird, hängt ab von den Gleichspannungen U_1 und U_2 sowie von den beiden Widerständen R_2 und R_3. Die Spannung U_1 und der Widerstand R_2 bestimmen den Emitterstrom

$$I_E = \frac{U_1 - U_{BE}}{R_2} .$$

Dabei ist U_{BE} die Basis-Emitter-Schwellspannung des Transistors. Da der Kollektorstrom etwa gleich dem Emitter-Strom ist, beträgt die Kollektor-Emitter-Spannung

$$U_{CE} \approx U_2 + U_{BE} - R_3 I_E .$$

Die Basis des Prüflings ist über die Spule eines Sperrkreises gleichstrommäßig niederohmig mit dem Nullpotential verbunden. Wechselstrommäßig wird der Transistor jedoch mit offener Basis betrieben, da der Sperrkreis für die Meßfrequenz im idealen Fall einen unendlich hohen Widerstand darstellt. In der Praxis hat der Kreis allerdings Verluste, die das Meßergebnis verfälschen können. Bei einem Transistoreingangswiderstand von beispielsweise 5 kΩ muß der Resonanzwiderstand des Sperrkreises bei 1 kHz wenigstens 250 kΩ betragen, wenn der durch ihn verursachte Meßfehler < 2 % bleiben soll.

Da auch bei maximaler Stromverstärkung des Prüflings der Kollektorwechselstrom noch klein sein muß gegenüber dem Kollektorgleichstrom, werden die Meßbereiche mit dem Vorwiderstand R_1 und nicht erst im Meßverstärker umgeschaltet.

Die vollständige Schaltung des ß-Meßgerätes zeigt Bild 2. Im Interesse möglichst hoher zeitlicher und thermischer Konstanz ist das Gerät mit Silizium-Epitaxie-Transistoren bestückt. Die in der Schaltung angegebenen Typen sind Pico-Transistoren mit sehr geringen Abmessungen. An ihrer Stelle können in allen Stufen auch die Intermetall-Transistoren BSY 54 verwendet werden.

Den Basis-Wechselstrom für den Prüfling liefert ein RC-Generator mit einer Wien-Robinson-Brücke als frequenzbestimmendem Glied. Zwei Transistoren ergeben die für die Rückkopplung erforderliche Verstärkung und Phasendrehung. Zur Amplitudenstabilisierung dient eine im Gegenkopplungszweig der Wien-Robinson-Brücke liegende, als Kaltleiter verwendete Micro-Glühlampe (Typ MO der Firma Menzel u. Brandau, Hamburg). Die Ausgangswechselspannung wird mit Hilfe des 1-kΩ-Trimmerpotentiometers eingestellt; sie soll etwa 1,5 V_{eff} betragen. Das Prinzip eines solchen Generators wurde bereits im Intermetall-Sonderdruck 25/1963 ausführlich beschrieben.

Der Kollektor-Wechselstrom des zu prüfenden Transistors wird in zwei galvanisch gekoppelten Stufen verstärkt, in einer Widerstands-Diodenbrücke gleichgerichtet und mit einem 100-μA-Drehspulinstrument angezeigt. Ein Teil des über die Gleichrichterbrücke fließenden Wechselstromes wird an dem 2,5-kΩ-Trimmerpotentiometer abgegriffen und über einen Vorwiderstand auf den Verstärkereingang zurückgeführt. Diese Gegenkopplung setzt den Eingangswiderstand des Verstärkers auf etwa 20 Ω herab, so daß der Prüfling praktisch mit kurzgeschlossenem Ausgang gemessen wird. Außerdem verringert sie weitgehend den Einfluß der Dioden-Durchlaßspannungen. Es können daher trotz der niedrigen Ausgangsspannung von maximal 3 V_{ss} Silizium-Dioden zur Gleichrichtung verwendet werden.

Die Betriebsspannung für den Generator und den Meßverstärker beträgt rund 13,5 V. Sie wird mit Hilfe der beiden in Reihe geschalteten Zenerdioden ZF 6,8 stabilisiert.

Die Basis des zu prüfenden Transistors ist gleichstrommäßig über die Sperrkreisspule L und einen Schutzwiderstand an den Verbindungspunkt der beiden Zenerdioden angeschlossen. Die Spule besteht aus einem Satz Siferrit-Schalenkerne B 65 581 N 22 A 630 mit 1 050 Windungen, CuL 0,16 mm ∅.

Damit hat der Sperrkreis bei 1 kHz einen Resonanzwiderstand von etwa 260 kΩ. Der 1-kΩ-Schutzwiderstand ist erforderlich, um den Basisstrom zu begrenzen, da sich beim Anschließen des Prüflings der 100-μF-Emitterkondensator über die Basis-Emitter-Diode auflädt.

Die in Bild 1 angegebenen Spannungen U_1 und U_2 sind hier gleich den Zenerspannungen der beiden Dioden ZF 6,8. Der Emitterstrom des Prüflings wird durch den 6,2-kΩ-Widerstand bestimmt und beträgt etwa 1 mA. Die Kollektor-Basis-Spannung des zu messenden Transistors ist infolge des Spannungsabfalles an dem 1,8 - kΩ - Kollektorwiderstand etwa 5 V. Der Arbeitspunkt wird etwas von der Basis-Emitter-Schwellspannung des Prüflings beeinflußt. Bei Germanium-Transistoren mit ihrer niedrigen Schwellspannung ist der Emitterstrom etwas größer und die Kollektor-Emitter-Spannung etwas geringer als bei Silizium-Transistoren. Diese Unterschiede sind jedoch vernachlässigbar, da die Kleinsignalstromverstärkung in dem gewählten Arbeitsbereich nur wenig strom- und spannungsabhängig ist. Der Vorteil der hier verwendeten einfachen Arbeitspunkteinstellung ist, daß das Meßgerät mit nur einem zweipoligen Schalter für NPN- und PNP-Transistoren umgeschaltet werden kann.

Zum Messen des Transistors wird über die Kontakte K_1 oder K_2 die Basis über einen der hochohmigen Vorwiderstände an den Generator geschaltet. Der Druckkontakt K_3 dient als Prüf- und Eichtaste. Mit ihm wird der Meßverstärker über den 25-kΩ-Widerstand direkt an den Generator angeschlossen. Der Verstärkungsgrad ist dann mit Hilfe des 2,5-kΩ-Trimmerpotentiometers so einzustellen, daß das Meßinstrument 80 % Vollausschlag anzeigt. Bei dieser Eichmethode wird der 1,8-kΩ-Widerstand im Kollektorzweig des Prüflings in den Meßverstärker einbezogen, so daß durch ihn das Meßergebnis nicht verfälscht wird.

Ein Mustergerät mit der in Bild 2 angegebenen Transistorbestückung hatte folgende Eigenschaften:

ß-Meßbereiche	0 . . . 100 0 . . . 500
Meßpunkt: Kollektor-Emitterspannung Emitterstrom	5 V 1 mA
Liniaritätsabweichung der Skala	< 2 % vom Vollausschlag
Temperaturabhängigkeit der Anzeige	10^{-3}/°C
Spannungsabhängigkeit der Anzeige	10^{-3}/V
Batteriespannung	24 V ± 15 %
Stromaufnahme bei 24 V Betriebsspannung	25 mA
zulässige Umgebungstemperatur	< 65° C

Das ß-Meßgerät kann entweder an Batterien oder an dem im Intermetall-Sonderdruck 25/1963 beschriebenen Netzteil betrieben werden. Bei Batteriebetrieb empfiehlt es sich, den Einschalter mit den Druckkontakten K_1, K_2 und K_3 zu kuppeln. Dadurch erhöht sich die Lebensdauer der Batterie, weil ihr nur während des etwa 5 Sekunden dauernden Meßvorganges Strom entnommen wird.

Literatur

H. Keller: Transistorbestückter Sinusgenerator für den Frequenzbereich 10 Hz bis 1 MHz. Intermetall-Sonderdruck 25/1963.

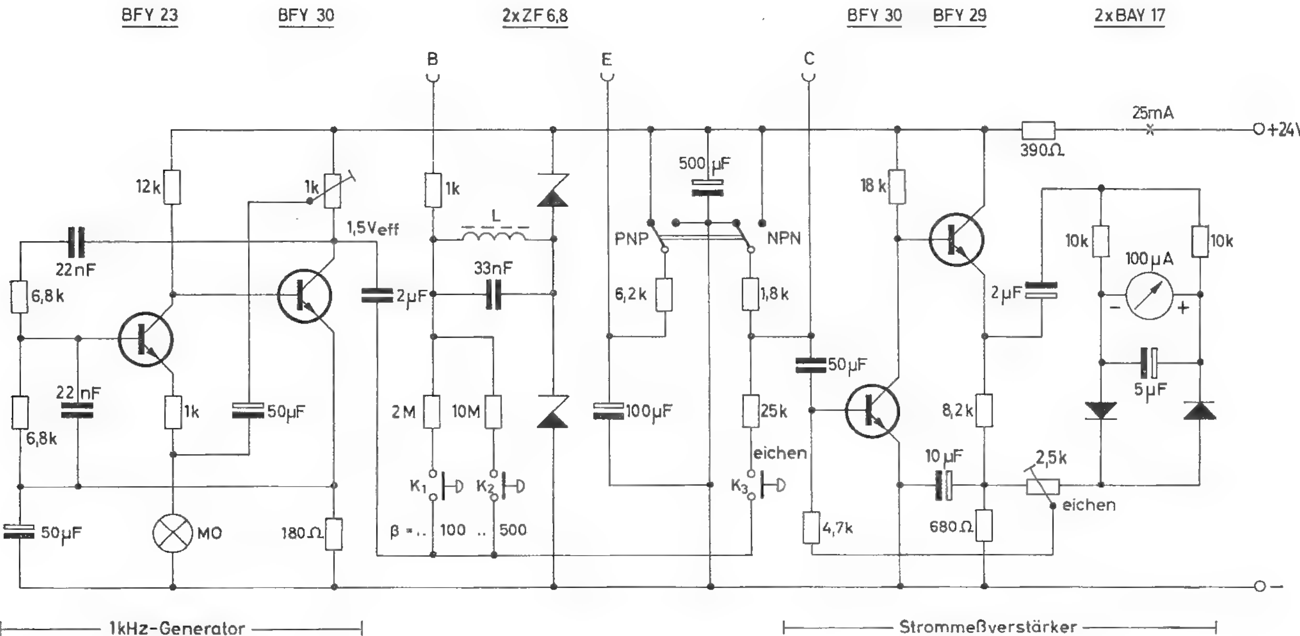


Bild 2: Gesamtschaltbild des ß-Meßgerätes für PNP- und NPN-Transistoren



INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH



INTERMETALL **Sonderdruck**

28
1964

Albrecht Gerlach

Treppenspannungsgeneratoren

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Treppenspannungsgeneratoren*

von Dipl.-Phys. Albrecht Gerlach, INTERMETALL GmbH

*) Sonderdruck aus radio mentor 1963, Heft 12

Es ist oft nötig, mit Röhren bestückte elektronische Geräte, die für Netzanschluß ausgelegt sind, aus Fahrzeug-Batterien zu betreiben. Für diesen Zweck stehen rotierende Umformer zur Verfügung und neuerdings auch Generatoren, die vorwiegend mit Transistoren bestückt sind. Transistorgeneratoren besitzen zwar keine bewegten Teile, die verschleißen können, bei sinusförmiger Ausgangsspannung wird jedoch in den Endtransistoren eine Verlustleistung umgesetzt, die im günstigsten Fall immer noch mehr als 20 % der Ausgangsleistung beträgt. Einen besseren Wirkungsgrad haben Spannungswandler, die eine Rechteckspannung abgeben. Die Transistoren arbeiten dabei im Schaltbetrieb, und die in ihnen umgesetzte Verlustleistung ist wegen der niedrigen Sättigungsspannung auch im durchgesteuerten Zustand klein. Leider lassen sich derartige Wandler nicht ohne weiteres für die Speisung von Röhrengeräten verwenden. Es stört, daß das Verhältnis von Spitzen- und Effektivwert einer Rechteckspannung gleich 1 ist im Unterschied zu dem Faktor $\sqrt{2}$ bei sinusförmiger Netzspannung. Wenn man beispielsweise einen mit Röhren bestückten Oszillografen an einem solchen Wandler betreibt, so kann man dessen Ausgangsspannung entweder so wählen, daß die Röhren-Heizleistung stimmt, dann ist die mit Hilfe von Spitzengleichrichtung erzeugte Anodenspannung um den Faktor $\sqrt{2}$ zu niedrig; legt man dagegen die Ausgangsspannung nach der erforderlichen Anodenspannung fest, dann sind die Röhren-Heizfäden überlastet. Im folgenden wird gezeigt, daß Netzersatzgeneratoren mit treppenförmiger Ausgangsspannung möglich sind, die mit geschalteten Transistoren verlustarm arbeiten und die Nachteile der Rechteckwandler vermeiden.

Treppenspannungsformen

Im Bild 1 sind vier periodische Treppenspannungen mit unterschiedlicher Stufenzahl gezeichnet, sowie die bei der Fourier-Zerlegung entstehenden Grundwellen. In der zugehörigen Tabelle 1 werden für jede Spannungsform die ersten vier Glieder der Fourier-Reihe angegeben, außerdem der Klirrfaktor $K = \sqrt{1 - U_1^2/U^2}$ sowie das Verhältnis von Spitzen- zu Effektivwert der Gesamtspannung.

Bild 1 a zeigt die einfache Rechteckspannung, wie sie normale Gegentaktspannungswandler mit geschalteten Transistoren erzeugen. Der Spitzenwert der Spannung ist gleich ihrem Effektivwert und der Klirrfaktor mit 0,438 relativ hoch.

Die einfachste denkbare Treppenspannung, bei der das Verhältnis zwischen Effektiv- und Spitzenwert ebenso wie

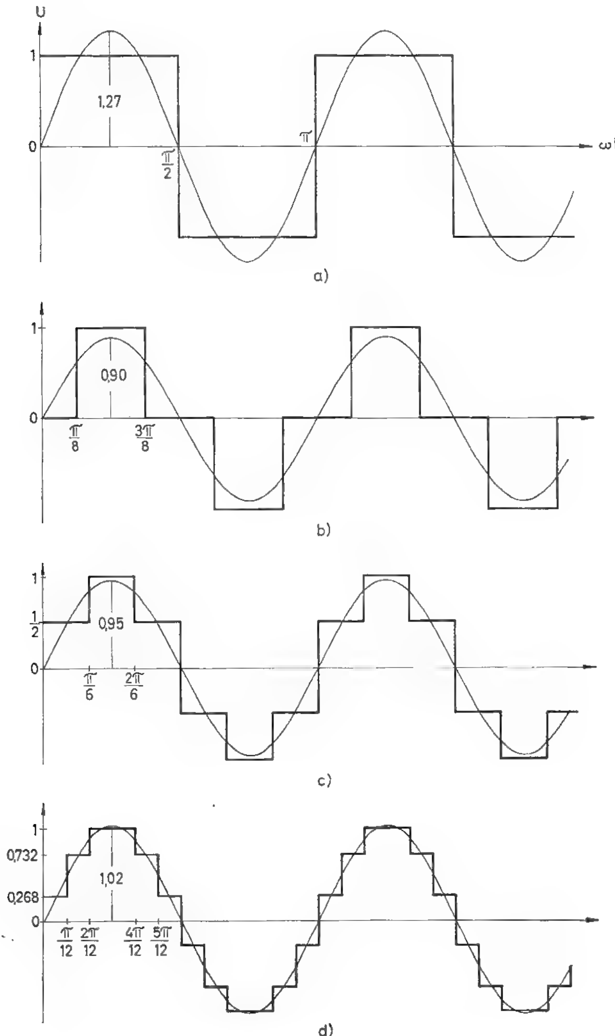


Bild 1: Verschiedene Treppenspannungsformen

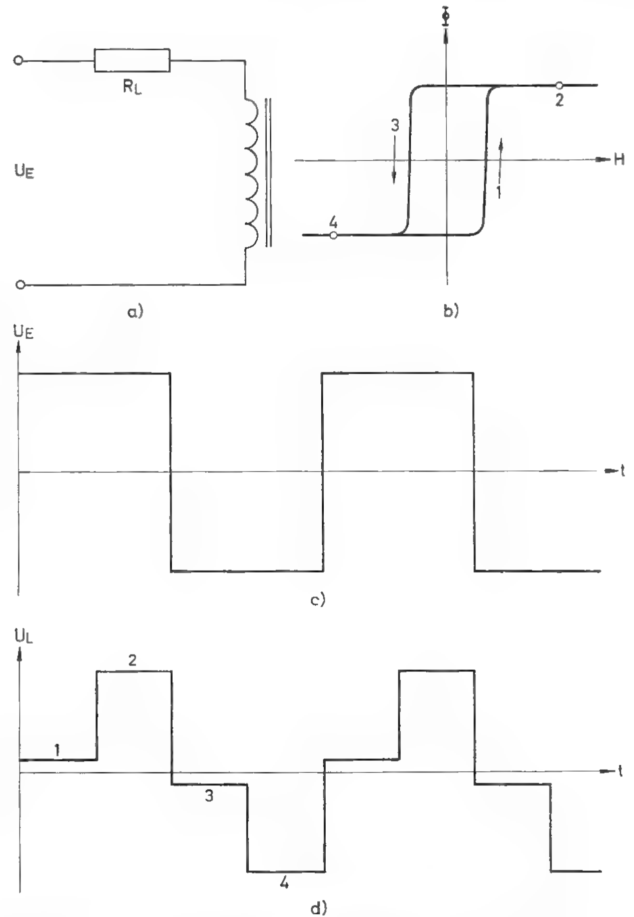


Bild 2: Treppenspannungs-Erzeugung mit einer sättigbaren Drossel

	Fourier-Reihe	U_{sp}/U_{eff}	K
a)	$U = \frac{4}{\pi}(\sin\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t \ldots)$	1	0,438
b)	$U = \frac{4}{\sqrt{2}\pi}(\sin\omega t - \frac{1}{3}\sin 3\omega t - \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t \ldots)$	$\sqrt{2} = 1{,}41$	0,438
c)	$U = \frac{3}{\pi}(\sin\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t \ldots)$	$\sqrt{2} = 1{,}41$	0,296
d)	$U = \frac{12}{(2+\sqrt{3})\pi}(\sin\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t + \frac{1}{23}\sin 23\omega t \ldots)$	$\sqrt{\frac{2+\sqrt{3}}{2}} = 1{,}37$	0,183

Tabelle 1: Vergleich der verschiedenen Treppenspannungsformen

bei Sinusspannung gleich $\sqrt{2}$ ist, zeigt Bild 1 b. Bei der Fourier-Zerlegung dieser zweistufigen Treppe ergeben sich für die Harmonischen die gleichen Absolutwerte der Koeffizienten wie bei der einstufigen Treppe nach Bild 1 a. Demzufolge ist auch der Klirrfaktor bei beiden Spannungsformen gleich groß.

Bei der dreistufigen Treppenkurve nach Bild 1 c ist das Verhältnis zwischen Spitzen- und Effektivwert ebenfalls $\sqrt{2}$. Die dritte Harmonische, sowie alle höheren Harmonischen, deren Ordnungszahl durch drei teilbar ist, fehlen in der zugehörigen Fourier-Reihe. Deshalb ist der Klirrfaktor für diese Spannungsform geringer, nämlich ca. 0,3. Wenn man die Stufenhöhen der fünfstufigen Treppe von Bild 1 d im Verhältnis $1 : \sqrt{3} : 1$ wählt, so werden die Fourier-Koeffizienten mit den Ordnungszahlen 3, 5, 7 und 9 zu Null, ebenso diejenigen, deren Ordnungszahlen 15, 17, 19 und 21 sind usw. Man erhält den relativ niedrigen Klirrfaktor von 0,18. Allerdings ist das Verhältnis Spitzen- zu Effektivwert etwas kleiner als $\sqrt{2}$.

Verfahren zur Treppenspannungserzeugung

Die einfachste Methode, eine Ausgangsspannung der Form von Bild 1 b zu erzielen, wurde von Levy angegeben. Sie besteht darin, in Reihe mit dem Verbraucher eine Induktivität zu schalten, die eine rechteckige Hysterese-Schleife besitzt. Schließt man eine solche Serienschaltung nach Bild 2 a an eine Spannungsquelle an, die eine Rechteckspannung g gemäß Bild 2 c abgibt, so nimmt der Strom durch den ohmschen Verbraucherwiderstand die in Bild 2 d gezeichnete Form an.

Zur Erklärung dieses Stromverlaufes n nehmen wir an, daß bis zur Zeit t = 0 sich die Induktivität in einem Zustand befunden hat, der Punkt 4 der Hystereseschleife von Bild 2 b entspricht. Wenn zur Zeit t = 0 die Spannung umgepolt wird, läuft der Arbeitspunkt im Magnetisierungsdiagramm sehr rasch bis zum Fußpunkt des rechten senkrechten Astes der Schleife. Es fließt ein kleiner nahezu konstanter Strom, der der Feldstärke in diesem Punkt entspricht. In einer Zeit, die der Größe des Spannungssprunges proportional ist und die von der Sättigungsinduktion des Kernes abhängt, wandert der Arbeitspunkt im Diagramm nach oben, bis er die obere Horizontale der Schleife erreicht hat und in den Punkt 2 springt. Im Augenblick dieses Sprunges bricht die Spannung an der Induktivität zusammen, und der Strom durch die Last steigt auf den durch ihren ohmschen Widerstand gegebenen Wert an. Er fließt solange weiter, bis die Eingangsspannung wieder ihr Vorzeichen wechselt und der Ummagnetisierungsvorgang von neuem beginnt.

Der während der Teilperioden 1 und 3 fließende Magnetisierungsstrom braucht nur etwa 5 % des Vollast-Stromes zu betragen und kann diesem gegenüber in vielen Fällen vernachlässigt werden. Er wirkt jedoch u. U. störend, wenn eine solche Schaltung mit Teillast betrieben wird. Ein weiterer Nachteil ist die Tatsache, daß sich die Verzögerungszeit wie erwähnt mit der Amplitude der Rechteckspannung ändert und unabhängig von der Frequenz der Speisespannung ist. Deshalb weicht das Verhältnis zwischen Spitzen- und Effektivwert bei Frequenz- oder Speisespannungsänderungen vom Sollwert ab.

In Bild 3 ist dargestellt, wie man die gleiche zweistufige Treppenspannung mit Hilfe von zwei Spannungswandlern bei Vermeidung der genannten Nachteile erzeugen kann. Beide Wandler geben Rechteckspannungen mit einer Phasendifferenz von $\frac{\pi}{2}$ ab. Am Ausgang der in Reihe geschalteten Sekundärwicklungen erhält man eine Spannung der Form von Bild 3 c. Während einer Viertelperiode sind die Ausgangsspannungen der beiden Wandler gegensinnig gleich und heben sich auf. Während der darauf folgenden Viertelperiode besitzen sie gleiche Amplitude und gleiches Vorzeichen und die Gesamtausgangsspannung ist die Summe der Beträge beider Teilspannungen. Bei einem

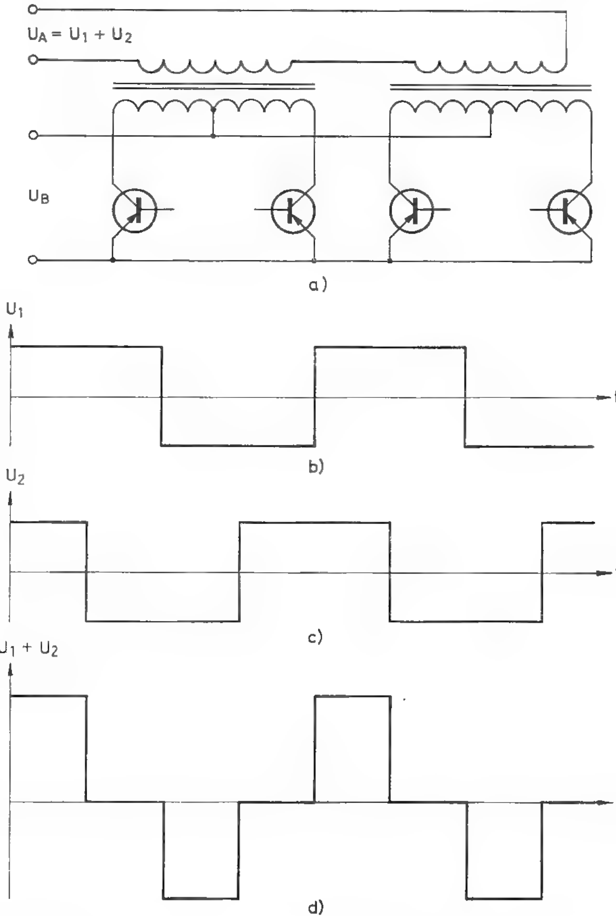


Bild 3: Treppenspannungs-Erzeugung mit zwei Gegentaktwandlern

solchen Doppelwandler bleibt das optimale Verhältnis von Spitzen- und Effektivwert der Ausgangsspannung auch im Leerlauf und bei Verschiebungen der Frequenz und der Speisespannung gewahrt.

Die Forderungen, die für die Endtransistoren dieser und der nachfolgenden Schaltungen in Bezug auf Höchststrom und Höchstspannung gelten, sind in Tabelle 2 aufgeführt. Überspannungsspitzen, Transformatorverluste und die Transistor-Kniespannungen wurden bei der Berechnung der Werte vernachlässigt. Die Höchstspannungen sind als Vielfaches der Batteriespannung U_B, die Höchstströme als Vielfaches des mittleren Batteriestromes I_B angegeben.

Eine dreistufige Treppenspannung kann nach dem in Bild 4 a gezeichneten Prinzip erzeugt werden. Jede Wicklungshälfte der Primärwicklung dieses Gegentakt-Wandlers besitzt eine Mittelanzapfung, an die ein zusätzlicher Transistor angeschlossen ist. Die Transistoren müssen in den sechs gleichlangen Teilperioden in der Reihenfolge ABADCD angesteuert werden. In die Kollektorleitungen der Transistoren A und D sind Dioden eingeschaltet. Sie verhindern, daß sich die Polarität an der Kollektor-Emitter-Strecke dieser Transistoren umkehrt, wenn die Transistoren B bzw. C durchgesteuert sind. Diese Maßnahme ist notwendig, weil es schaltungstechnisch schwierig ist, Transistoren bei inverser Kollektor-Emitter-Spannung zu sperren und weil von den Herstellern gewöhnlich die Spannungsfestigkeit für diesen Anwendungsfall weder gemessen noch garantiert wird. Die Dioden verhindern allerdings auch einen Rückstrom zur Batterie beim Ummagnetisieren des Transformators im Leerlauf. Deshalb nimmt die Ausgangsspannung erst dann die gewünschte Treppenform an, wenn der transformierte Laststrom größer ist, als der Höchstwert des Magnetisierungsstromes. Das ist bei einer Teillast von ca. 10 % der Nennleistung der Fall.

Ein Nachteil dieses Prinzips ist, daß die Spannungsfestigkeit der Transistoren A und D wenigstens das Dreifache der Speisespannung betragen muß. Bei hoher Batteriespannung bzw. weniger spannungsfesten Tranisstoren empfiehlt sich eine modifizierte Brückenschaltung nach Bild 4 b. Für die Transistoren C und E sind auch bei dieser Schaltung Schutzdioden nötig. Es müssen hier jeweils einer der beiden oberen zusammen mit einem der drei unteren Transistoren nach dem Schema

A A A B B B
E D E C D C

durchgesteuert werden. Bei einem solchen Wandler braucht die höchstzulässige Sperrspannung für die Transistoren C, D und E nur gleich der Batteriespannung zu sein und für die Transistoren A und B doppelt so groß. Ein weiterer Vorteil dieser Schaltung ist, daß lediglich die drei unteren Transistoren fremdgesteuert werden müssen, während die Steuerspannung für die beiden oberen mit Hilfe einer Rückkopplungswicklung auf dem Transformator erzeugt werden können.

Das Prinzip von Bild 4 a kann, wie in Bild 4 c dargestellt, für eine sechsstufige Treppenspannung nach Bild 1 d mit dem Steuerschema

A B C C B A F E D D E F

erweitert werden. Der Anwendung dieser Schaltung sind jedoch enge Grenzen gesetzt, weil die Transistoren A und F fast mit der fünffachen Speisespannung beansprucht werden.

Erprobte Generatorschaltungen

Bild 5 ist die Schaltskizze eines erprobten Doppelwandlers, der bei einer Speisespannung von 12 V eine zweistufige Treppenspannung von 220 V_{eff} mit einer Frequenz von 400 Hz und einer Ausgangsleistung von 100 W abgibt. Der Kondensator parallel zu den Eingangsklemmen verhindert Spannungsspitzen in den Ausgangstransformatoren beim Abschalten der Speisespannung, die andernfalls die Endtranssistoren gefährden würden.

Schaltung	Transistor	$\frac{U_{CE\,max}}{U_B}$	$\frac{I_{C\,max}}{I_B}$
Bild 3	sämtliche	2	1
Bild 4 a	B, C A, D	2 3	2 0,5
Bild 4 b	A, B D C, E	2 0,5 1	2 2 0,5
Bild 4 c	A, F B, E C, D	4,73 2,38 2	0,134 1 1,87

Tabelle 2: Höchstwerte von Strom und Spannung an Transistoren in Treppenspannungsgeneratoren

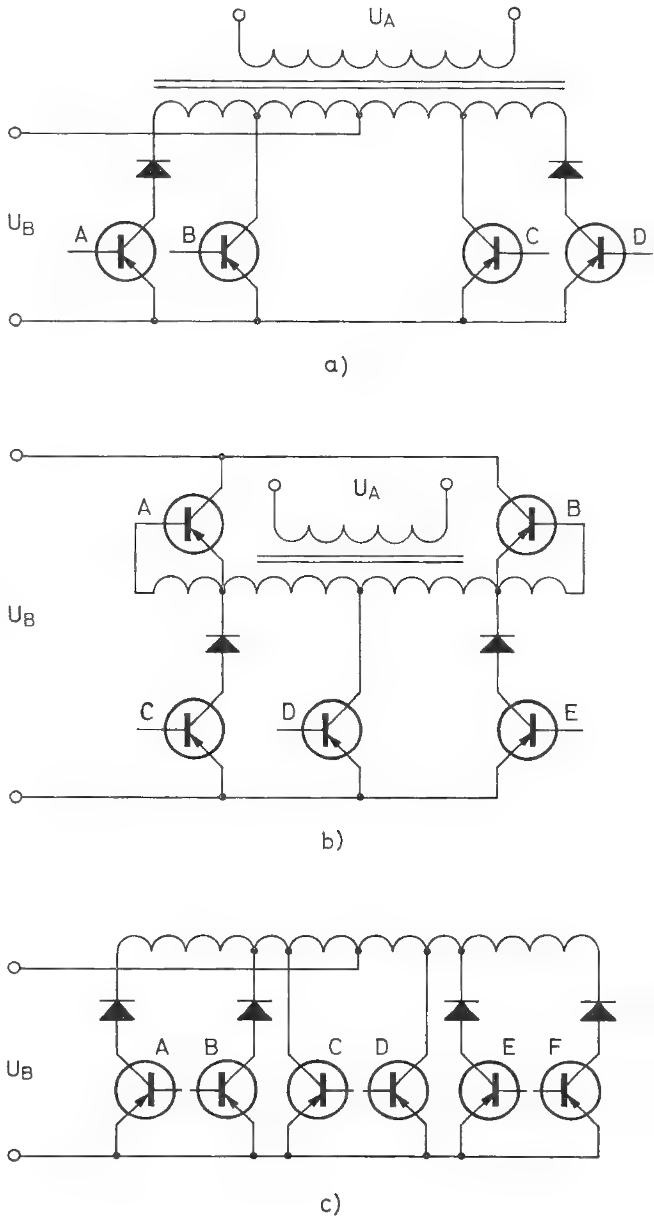


Bild 4: Mehrstufige Spannungswandler

2xBAY 17 4x2N2066A 4xCTP1504 6xBAY 18

BSY 51 ASY 13 BYY 31

OC 309 4x4E 20-28 4x BAY 18

Bild 5: Schaltskizze eines Doppel-Wandlers 12 V/220 V/400 Hz/100 W

Trafodaten:
Ausgangstrafo
Kern SD 102 Trafoperm N 2-111 o. L.
W_P = 14 Wdg., 2 mm ∅ CuL
W_T = 2 Wdg., 2 mm ∅ CuL
W_Z = 3 Wdg., 0,4 mm ∅ CuL
W_S = 220 Wdg., 1 mm ∅ CuL

Sperrschwinger
Siferrit-Schalenkern 22 ∅ x 13 B 65 661 AL = 250
W_A = 140 Wdg., 0,1 mm ∅ CuL
W_R = 25 Wdg., 0,1 mm ∅ CuL

Als Taktgeber arbeitet ein Sperrschwinger mit einem Transistor OC 309. Er steuert einen Ringzähler, der mit Vierschichtdioden bestückt ist. Jeweils eine der Vierschichtdioden ist stromführend und steuert nach dem Schema

A B B A
C C D D

jeweils zwei Endtransistoren gleichzeitig durch. Da sämtliche Basisanschlüsse der Treibertransistoren über ein Netzwerk von 220-Ω-Widerständen miteinander verbunden sind, ist es nötig, eine positive Basissperrspannung zu erzeugen, mit deren Hilfe die nicht stromführenden Transistoren sicher gesperrt werden. Diese Hilfsspannung wird durch Doppelweggleichrichtung aus einer besonderen Wicklung des Ausgangstransformators gewonnen. Die Kollektorspannung der den Endtransistoren vorgeschalteten Treibertranssistoren wird Anzapfungen der Primärwicklung entnommen.

Zur Erzeugung der gewünschten zweistufigen Treppenspannung ist es nicht erforderlich, zwei vollkommen getrennte Ausgangstransformatoren für die beiden Wandler zu benutzen. Man kommt vielmehr, wie in Bild 6 dargestellt, mit zwei Primärwicklungen und einer gemeinsamen Sekundärwicklung aus, wenn man beispielsweise einen Schnittbandkern benutzt, der aus zwei gleichen Teilen besteht. Die Magnetflüsse durch die Sekundärwicklung heben sich dann während zweier Viertelperioden auf und addieren sich während der beiden anderen Viertelperioden.

Die Endtransistoren fremdgesteuerter Spannungswandler müssen gegen Überlastung und Kurzschluß der Sekundärwicklung geschützt werden. Das geschieht bei diesem Wandler mit Hilfe einer Sicherungsschaltung, durch die die Kollektor-Emittler-Spannungen der vier Endtransistoren überwacht werden. Jeweils zwei zusammengehörige Endtransistoren sind über Dioden mit einem 2-µF-Kondensator verbunden. Dieser lädt sich über den 1-kΩ-Widerstand dann auf, wenn wegen Überlastung des Wandlers einer der Endtransistoren oder beide gleichzeitig nicht mehr ausreichend durchgesteuert werden. Von den 2-µF-Kondensatoren führen Steuerleitungen, die wiederum mit

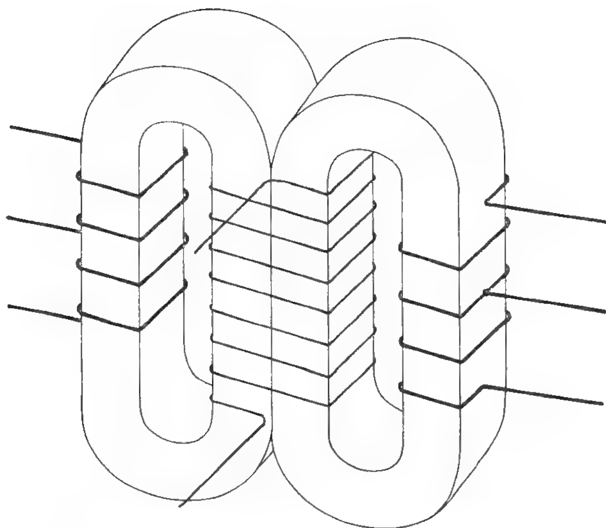


Bild 6: Wickelschema eines Doppeltransformators

Hilfe von Dioden entkoppelt sind, zum Eingang einer bistabilen Stufe, die mit zwei Transistoren entgegengesetzten Leitfähigkeitstyps bestückt ist. Sie ist dadurch rückgekoppelt, daß der Kollektorstrom jedes der beiden Transistoren in die Basis des anderen eingespeist wird. Die beiden 5-μF-Kondensatoren sorgen dafür, daß beim Einschalten der Speisespannung zunächst beide Transformatoren gesperrt bleiben. Wenn in einer der Endstufen ein Transistor überlastet wird, werden beide Transistoren in der bistabilen Stufe stromführend und gleichzeitig wird die Speisespannung für den Vierschichtdioden-Ringzähler kurzgeschlossen. Der Strom durch die Glühbirne in der gemeinsamen Zuleitung zum Ringzähler wird dabei so groß, daß sie hell aufleuchtet und dadurch das Ansprechen der Sicherung anzeigt.

Der Wandler nach Bild 7 erzeugt eine dreistufige Brückenspannung gemäß Bild 1 c bzw. 4 b. Er gibt bei einer Speisespannung von 24 V eine Ausgangsspannung von 220 V_{eff} bei einer Frequenz von 50 Hz ab und ist mit 200 W belastbar.

Als Taktgeber dient in dieser Schaltung ein Multivibrator. Daran ist ein sechsstufiger Ringzähler entsprechend den sechs Teilperioden der Ausgangsspannung angeschlossen. Vom Ringzähler werden lediglich die drei unteren Endtransistoren nach dem Schema

C D C E D E

gesteuert. Die Basen der beiden oberen Endtransistoren in der Brücke sind an Steuerwicklungen des Ausgangstransformators angeschlossen. Eine Verknüpfung der zu steuernden Basiselektroden so wie bei dem Doppelwandler nach Bild 5 besteht hier nicht, sondern es ist jeder Basisanschluß lediglich mit zwei Vierschichtdioden verbunden. Eine Hilfsspannung ist deshalb zum Sperren der Endtransistoren nicht erforderlich.

Ein Treibertransistor ist lediglich bei dem mittleren der unteren Endtransistoren erforderlich, dessen Maximalstrom viermal so groß ist, wie der der beiden äußeren. Die Kollektorspannung für den Treibertransistor wird durch eine besondere Doppelweggleichrichtung vom Ausgangstransformator erzeugt.

Die Dioden und Kondensatoren parallel zu den Basis-Emitter-Strecken der unteren Endtransistoren verhindern, daß Störimpulse, die wegen der inneren Rückwirkung der Endtransistoren und der Trägheit der Sperrdioden IS 2,5-100 entstehen, den steuernden Ringzähler beeinflussen.

Der Spannungswandler ist ohne besondere Schutzmaßnahme kurzschlußfest, da im Kurzschlußfall die Steuerspannungen der beiden oberen Endtransistoren zu Null werden und den Strom in der gesamten Endstufe sperren.

Der Wandler ist jedoch, wie auch die meisten direkt gesteuerten Wandler, gefährdet, wenn die Belastung langsam

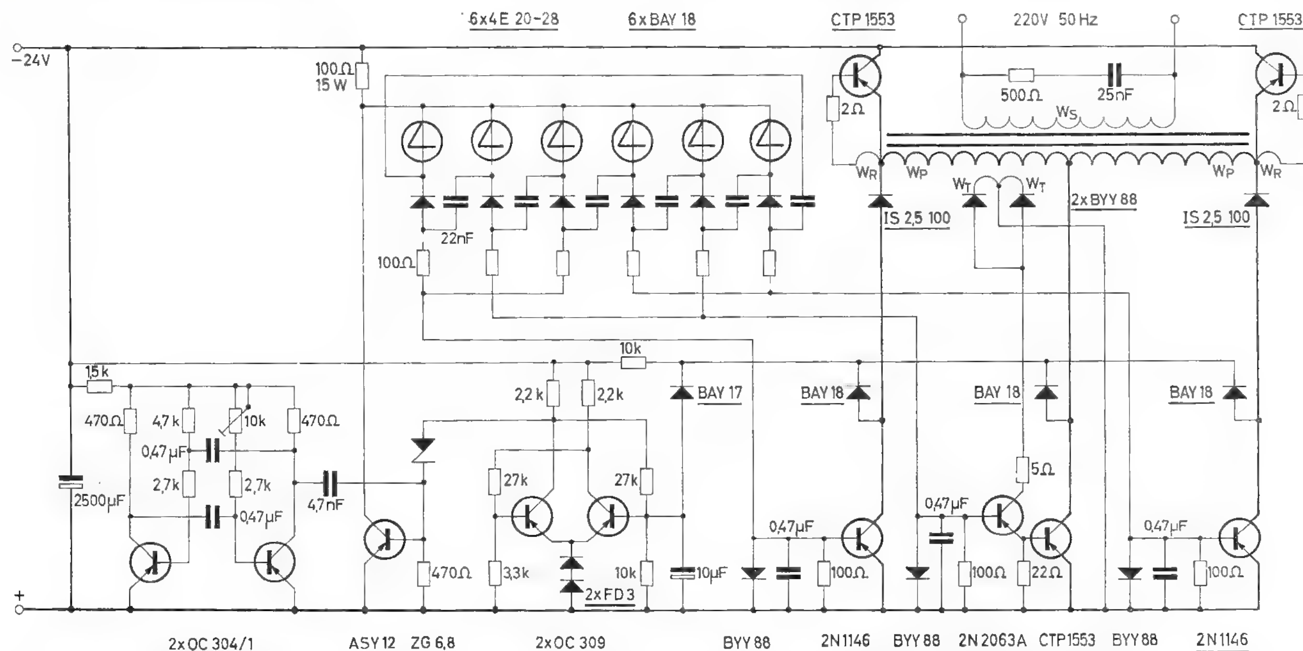


Bild 7: Schaltskizze eines Dreistufen-Brückenwandlers 24 V/220 V/50 Hz/200 W

Trafodaten:

Kern EJ 150/50 Dyn. Bl. IV x 0,35 o. L.
W_P = 42 Wdg., 2,5 mm ∅ CuL
W_R = 11 Wdg., 0,8 mm ∅ CuL
W_S = 580 Wdg., 1,0 mm ∅ CuL
W_T = 22 Wdg., 0,8 mm ∅ CuL

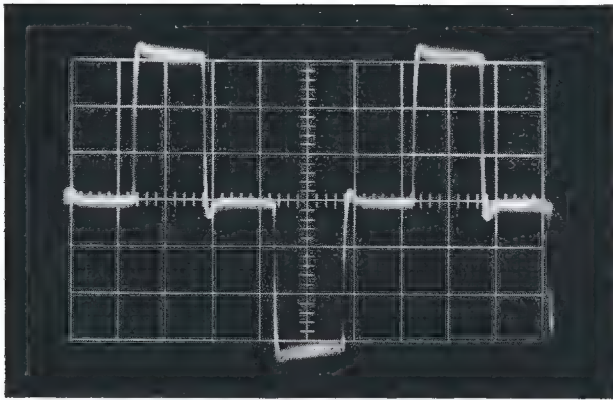


Bild 8: Oszillogramm der Ausgangsspannung des Doppel-Wandlers im Leerlauf

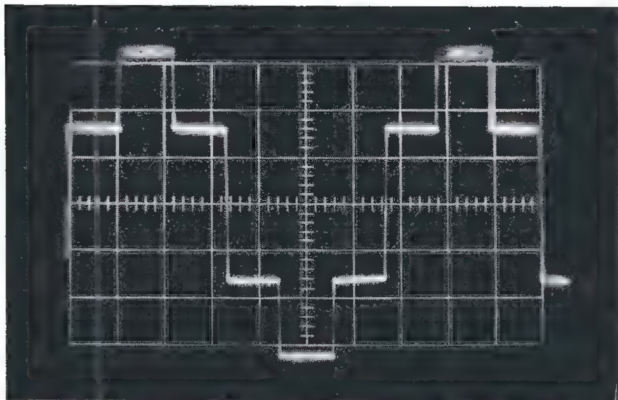


Bild 10: Oszillogramm der Ausgangsspannung des Brückenwandlers im Leerlauf

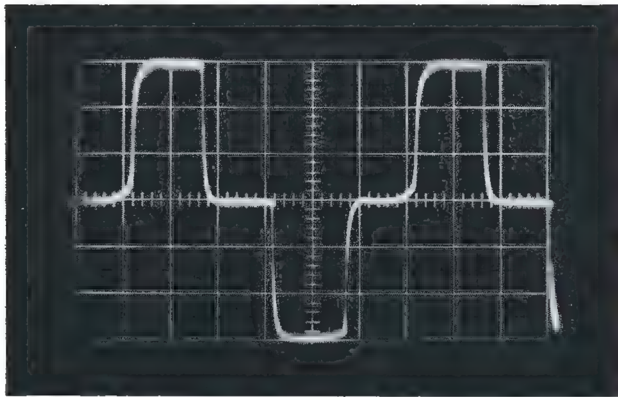


Bild 9: Oszillogramm der Ausgangsspannung des Doppel-Wandlers mit ohm'scher Vollast

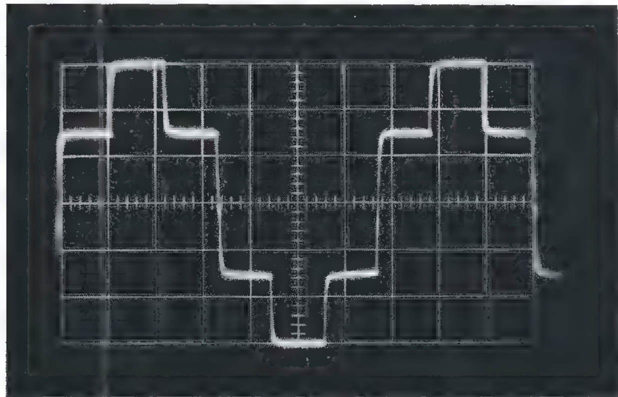


Bild 11: Oszillogramm der Ausgangsspannung des Brückenwandlers mit ohm'scher Vollast

über das höchstzulässige Maß ansteigt. Um auch einen solchen Schadensfall auszuschließen, wird eine Sicherungsschaltung ähnlich der von Bild 5 benutzt. Es genügt, die Kollektorspannungen der drei unteren Transistoren zu überwachen, wenn die Rückkopplungswicklungen für die beiden oberen reichlich dimensioniert sind. Die bistabile Stufe ist in dieser Schaltung mit zwei Transistoren von gleichem Leitfähigkeitstyp bestückt. Beim Ansprechen steuert sie über eine Zenerdiode den Schalttransistor für den Ringzähler durch und sperrt damit die drei unteren Endtransistoren.

Literatur

1. Levy, D: Replacing Sine Wave Sources With Solid-State Inverters Electronics, Juni 1961, Seite 81
2. Salters, G: A High Power D. C. - A. C. Invertor with Sinusoidal Output. Electronic Engineering, September 1961, Seite 587

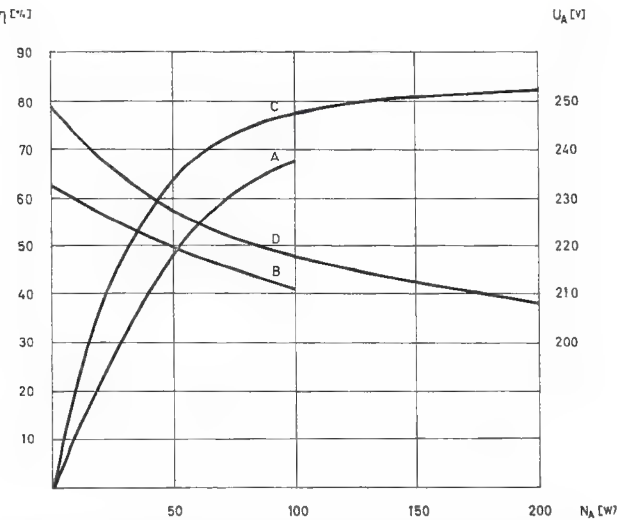


Bild 12: Wirkungsgrad und Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung beim Doppelwandler A, B und beim Brückenwandler C, D.



INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH


INTERMETALL **Sonderdruck**

29
1964

Albrecht Gerlach

Gleichstrommagnete mit verminderter Halteerregung

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Gleichstrommagnete mit verminderter Halteerregung*

von Dipl.-Phys. A. Gerlach, INTERMETALL GmbH.

* Sonderdruck aus INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE Rundschau 1964, Nr. 1

Bei allen Elektromagneten, die durch Anziehen eines Ankers Arbeit leisten, wie das beispielsweise in Schaltschützen, Magnetkupplungen und Stellmagneten aller Art geschieht, beträgt die Anzugserregung ein Vielfaches der Halteerregung. Es ist deshalb zweckmäßig, den Strom durch die Spule des Magneten nach dem Anziehen zu verringern, damit die Verlustleistung, die Anzugs- und Abfallsverzögerung sowie die Spulenabmessungen klein bleiben.

Werden solche Magnete mit Wechselstrom gespeist, so fließt zunächst bei geöffnetem Eisenwege ein relativ großer Strom. Nachdem der Anker angezogen hat, fällt der Strom wegen der dann wirksamen höheren Selbstinduktion auf etwa 10–20 % seines Anfangswertes. Bei Magneten, die an Gleichspannung betrieben werden, stellt sich eine solche Stromverminderung nicht automatisch ein, sondern muß durch zusätzliche Schaltmaßnahmen erreicht werden.

Das kann beispielsweise nach Bild 1 a durch einen Kontakt K geschehen, der bei stromlosem Magnet einen vor die Spule geschalteten Widerstand kurzschließt. Wird der Hauptschalter S betätigt, so liegt die Spule direkt an der Speisespannung. Der Kontakt K wird erst dann vom Anker geöffnet, wenn dieser vollkommen angezogen hat. Es ist auch möglich, gemäß Bild 1 b die Spule nach dem Anziehen von einer höheren Spannung U_2 auf eine niedrigere Spannung U_1 umzuschalten.

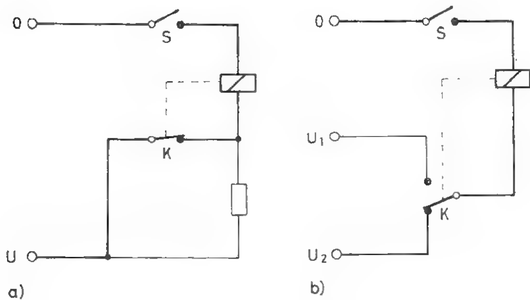


Bild 1: Verminderung der Halteerregung mit einem Hilfskontakt
a) durch Einschalten eines Vorwiderstandes,
b) durch Umschalten auf eine kleinere Speisespannung

Bei der Steuerung von mechanischen Kontakten durch den Anker ist eine genaue Justierung erforderlich, damit das Umschalten auf dem letzten Teil des Ankerweges erfolgt. Sind die Kontakte verbogen oder haben sie sich durch Abbrand oder Materialwanderung verändert, so besteht die Gefahr, daß der Anker entweder flattert oder der Spulenstrom im angezogenen Zustand nicht vermindert wird. Spulen, die den erhöhten Anzugsstrom nicht dauernd aushalten, können auch dann zerstört werden, wenn zwar der Kontakt in Ordnung ist, der Anker jedoch nicht genug anzieht, weil er mechanisch blockiert ist. Es ist außerdem denkbar, daß beispielsweise bei entladener Speisebatterie der Strom nicht mehr zum Anzug des Ankers, wohl aber zur Zerstörung der nur für einen kleinen Haltestrom ausgelegten Spule ausreicht.

Diese Nachteile werden vermieden, wenn der Zeitpunkt des Umschaltens vom Anzugs- auf den Haltestrom nicht vom Weg abhängt, den der Anker zurückgelegt hat und wenn man den mechanischen Kontakt durch Halbleiterbauelemente ersetzt.

Bei der Erprobung verschiedener Schaltungen wurde vorwiegend ein Topfmagnet nach Bild 2 benutzt. Er besitzt einen zylindrischen Anker, der sich beim Anziehen um 15 mm in Achsrichtung bewegt und dabei eine Rückholfeder spannt. Diese übt bei abgefallenem Anker eine Kraft von 9 kg und bei angezogenem Anker eine Kraft von 12 kg aus. Der Anker zieht bei einem Spulenstrom von 3 A an. Zum Halten genügen 50 mA. Es wurde nach dem Prinzip von Bild 3 a ein Vorwiderstand von 200 Ω in Reihe mit der Spule geschaltet, die einen Wicklungswiderstand von 5 Ω besitzt. Im Einschaltaugenblick überbrückt der Transistor den Vorwiderstand. Nach dem Anziehen beträgt bei gesperrtem Transistor die aufgewendete elektrische Leistung nur ein Vierzigstel des Anzugswertes, wobei von diesem Bruchteil wiederum nur ein Vierzigstel in der Spule umgesetzt wird. In der Praxis empfiehlt es sich natürlich nicht, so dicht an den erforderlichen Mindestwert heranzugehen.

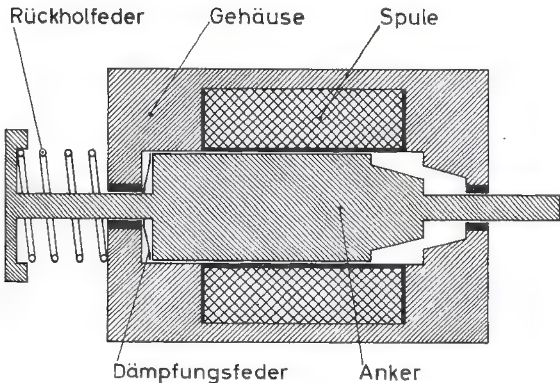


Bild 2: Schnittbild durch den Versuchsmagneten

Bei Versuchen mit dem Zweck, die verschiedenen möglichen Steuerschaltungen für den Transistor zu erproben, war es belanglos, ob nach Bild 1 a bzw. 3 a ein Vorwiderstand eingeschaltet oder nach Bild 1 b bzw. 3 b die Speisespannung umgeschaltet wurde, wenn das Verhältnis der beiden Spannungen dem Verhältnis von Wicklungswiderstand zu Vorwiderstand entsprach. Die Diode in Bild 3 b ermöglicht, mit nur einem Transistor die Funktion des Umschaltkontaktes von Bild 1 b auszuüben. Sie braucht nur für den geringen Haltestrom ausgelegt zu sein.

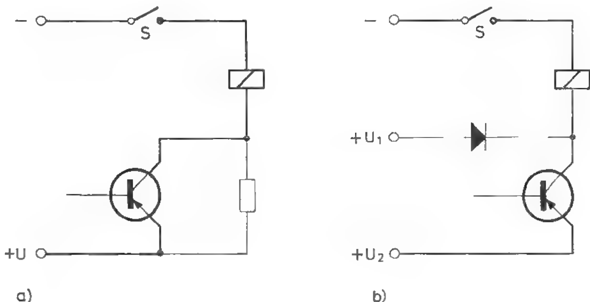


Bild 3: Verminderung der Halteerregung mit einem Transistor
a) durch Einschalten eines Vorwiderstandes,
b) durch Umschalten auf eine kleinere Speisespannung

Die folgenden Schaltskizzen, die nach dem Prinzip von Bild 3 a aufgebaut sind, können danach ohne weiteres auch für die Betriebsart nach Bild 3 b abgewandelt werden.

Es liegt nahe, den Transistor durch den Ladestrom eines Kondensators gemäß Bild 4 zu steuern. Man kann zwar auch den Transistor von Bild 3 a und b direkt durch einen Kondensator ersetzen. Diese Lösung ist jedoch meistens technisch und wirtschaftlich nicht sinnvoll wegen der Größe des erforderlichen Kondensators und seines Preises. Bei dem beschriebenen Versuchsmagneten wäre bei einer Speisespannung von 24 V ein Kondensator von ca. 0,1 F erforderlich.

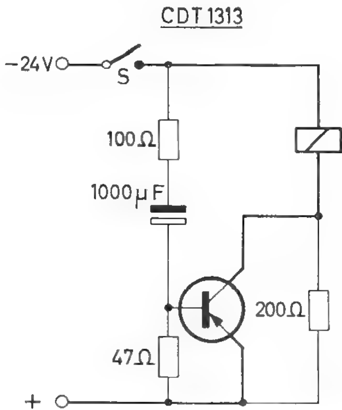


Bild 4: Steuerschaltung mit einem RC-Glied

Wenn der Schalter S in Bild 4 geschlossen wird, fließt in die Basis des Transistors ein Strom, dessen Anfangswert durch den 100-Ω-Widerstand und die angelegte Speisespannung bestimmt wird. Er fällt exponentiell mit einer Zeitkonstante von 0,1 s ab. Dieser Basisstrom reicht aus, den Transistor 0,12 s lang – das ist die Anzugszeit des Magneten – durchzusteuern. Während des folgenden langsamen Kollektorstromabfalles steigt die Spannung am Transistor an und es wird in ihm eine Verlustenergie von ca. 10 Ws umgesetzt.

Wenn, besonders bei häufigem Schalten, eine zu hohe Verlustwärme vermieden werden soll, empfiehlt es sich, die Steuerschaltung durch Hinzufügen eines Transistors vom entgegengesetzten Leitfähigkeitstyp zu einer monostabilen Kippstufe zu erweitern. Eine solche Schaltung ist in Bild 5 dargestellt. Der beim Schließen des Schalters S einsetzende Ladestrom wird durch den NPN-Transistor verstärkt. Die Kapazität des Kondensators kann daher um den Stromverstärkungsfaktor dieses Transistors kleiner sein als in der Schaltung nach Bild 4. Ist der Ladestrom soweit abgeklungen, daß die Spannung am Kollektor des Endtransistors CDT 1313 zu steigen beginnt, so überträgt sich diese Spannungsänderung auf die Basis des Steuertransistors und sperrt ihn. Wegen der kräftigen Rückkopplung über das RC-Glied geht das in einigen Mikrosekunden vor sich, und die Umschaltverluste sind vernachlässigbar. Allerdings muß jetzt durch eine Freilaufdiode, die parallel zur Spulenwicklung liegt, verhindert werden, daß eine Spannungsspitze induziert wird, die den Endtransistor gefährden könnte.

Eine monostabile Kippschaltung kann auch in sehr einfacher Weise dadurch gebildet werden, daß man den Endtransistor durch eine Rückkopplungswicklung steuert, die auf dem Spulenkörper des Elektromagneten aufgebracht ist (siehe Bild 6). Bei Betätigung des Schalters beginnt über die Hauptwicklung des Magneten und den Widerstand ein Strom zu fließen. Durch die dabei in der Rückkopplungswicklung induzierte Spannung wird der Transistor sehr rasch durchgesteuert, und der Stromanstieg in der Spule wird von ihrer Induktivität bestimmt. Ist die Stromzunahme und damit die Rückkopplungsspannung so klein geworden, daß der Transistor nicht mehr durchgesteuert wird, kippt die Schaltung wie ein Sperrschwinger in den stromlosen Zustand zurück.

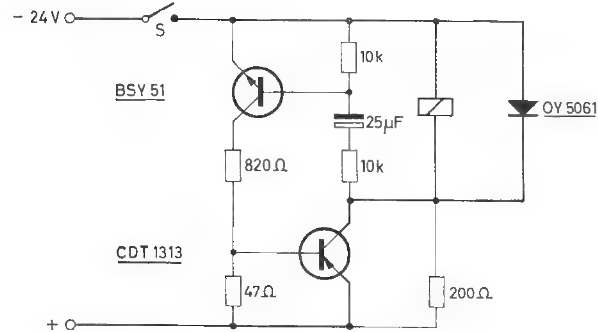


Bild 5: Monostabile Steuerschaltung mit kapazitiver Rückkopplung

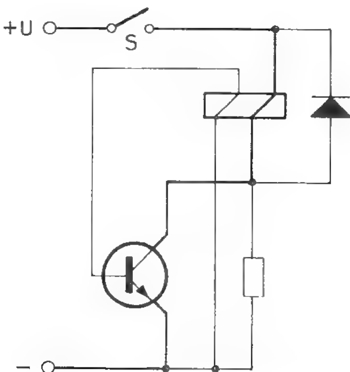


Bild 6: Monostabile Steuerschaltung mit induktiver Rückkopplung

Bei Versuchen mit dem Magnet von Bild 2 mußte allerdings die Speisespannung auf 30 V heraufgesetzt werden, um sicheres Anziehen zu gewährleisten, obwohl Rückkopplungswicklung und Arbeitswicklung gleiche Windungszahl besaßen und bifilar aufgebracht worden waren, um eine möglichst feste Kopplung zu erreichen. Offenbar haben die als Kurzschlußwicklung wirkenden Gehäuseteile des Topfmagneten und sein metallischer Spulenkörper den Induktionsvorgang zu stark bedämpft.

Bei Experimenten mit einem für Wechselspannung ausgelegten Magneten, der einen Kern aus isolierten Blechen und einen Kunststoff-Spulenkörper besaß, reichte eine wesentlich kleinere Rückkopplungswicklung aus.

Das Verhältnis von Arbeitswindungszahl zur Rückkopplungswindungszahl sollte etwa gleich dem Verhältnis von Speisespannung zu dem dreifachen Wert der zum Durchsteuern des Transistors nötigen Basis-Emitterspannung sein, das Verhältnis der Drahtquerschnitte gleich dem Stromverstärkungsfaktor des Transistors.

Ein Nachteil der sehr einfachen Schaltung nach Bild 6 ist, daß sie nicht mit Germanium-Transistoren bestückt werden kann. Wegen ihres relativ großen Leckstromes bleiben diese Transistoren besonders bei hoher Umgebungstemperatur nach dem Anzugsimpuls nicht sicher gesperrt, sondern nur solange Strom durch die Freilaufdiode fließt und an der Rückkopplungswicklung eine Basis-Emitter-Sperrspannung erzeugt. Nachdem diese Spannung abgeklungen ist, wird durch den Leckstrom ein neuer Kippvor-

gang angefacht, und das wiederholt sich periodisch so wie beim Sperrschwinger.

Da jedoch anzunehmen ist, daß in der industriellen Elektronik der Germanium-Transistor in den nächsten Jahren allgemein durch den Silizium-Epitaxie-Planar-Transistor verdrängt wird, schränkt der beschriebene Effekt den Anwendungsbereich der Schaltung nicht wesentlich ein.

Die größtmögliche Schalthäufigkeit beträgt bei allen Steuerschaltungen etwa eine Schaltung pro Sekunde. Bei der Schaltung nach Bild 4 muß nach dem Öffnen des Schalters S die Entladung des Kondensators abgewartet werden, bevor wieder eingeschaltet werden kann. Für etwa die gleiche Zeit werden die Schaltungen 5 und 6 durch den Stromfluß in der Freilaufdiode blockiert.

Eine merkliche Abfallverzögerung tritt bei keiner der Schaltungen ein, wenn abgeschaltet wird, nachdem der Strom im Transistor bzw. in der Freilaufdiode abgeklungen ist. Die Abfallgeschwindigkeit ist praktisch nur durch die Federkraft und die Trägheit der bewegten Teile bestimmt.



INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH



INTERMETALL **Sonderdruck**

30
1964

Hans Keller

Ein Transistor-Spannungswandler mit spannungsunabhängiger und in weiten Grenzen einstellbarer Frequenz

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07/72716

INTERMETALL
Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

Ein Transistor-Spannungswandler mit spannungsunabhängiger und in weiten Grenzen einstellbarer Frequenz *

von Dipl.-Ing. Hans Keller, INTERMETALL GmbH

* Sonderdruck aus INDUSTRIE-ELEKTRIK + ELEKTRONIK 1964, Nr. B 6

Transistor-Spannungswandler zur Umwandlung von Gleich- in Wechselspannung werden in zunehmendem Maße anstelle mechanischer Zerhacker oder rotierender Umformer eingesetzt. Von den verschiedenen Wandlerarten ist der Gegentakt-Spannungswandler mit Sättigungstransformator und rechteckiger Ausgangsspannung am gebräuchlichsten. Er besitzt nur eine geringe Abhängigkeit der Schwingfrequenz und Ausgangsspannung von der Belastung und ist bei geeigneter Dimensionierung kurzschlußfest. Nachteilig ist jedoch, daß bei diesem Wandlertyp die Schwingfrequenz direkt von der Batteriespannung abhängt und nur über sie verändert werden kann. Die Wirkungsweise und Schaltungsdimensionierung von Gegentakt-Spannungswandlern mit Sättigungstransformator wurden bereits im INTERMETALL-Sonderdruck 19/1963 ausführlich beschrieben.

Wenn bisher von einem Spannungswandler verlangt wurde, daß die Schwingfrequenz unabhängig von der Betriebsspannung konstant bleibt und/oder daß sie für verschiedene Anwendungszwecke des Gerätes einstellbar sein soll, so mußte die im Gegentakt-Schaltbetrieb arbeitende Endstufe von einem RC- oder LC-Oszillator angesteuert werden. Gegenüber dem selbstschwingenden Gegentakt-Spannungswandler bedeutete das einen erheblichen zusätzlichen Aufwand an Transistoren und anderen Bauelementen. Außerdem waren für derartige Schaltungen besondere Maßnahmen notwendig, um zu verhüten, daß bei ausgangsseitigem Kurzschluß des Gerätes die Endtransistoren zerstört werden. Im folgenden wird nun ein neuartiger Spannungswandler beschrieben, der nur zwei Transistoren enthält, kurzschlußfest ist und dessen Schwingfrequenz sich nur wenig mit der Betriebsspannung ändert, andererseits jedoch in weiten Grenzen mit Hilfe eines Potentiometers eingestellt werden kann.

Bei der Entwicklung dieses Wandlers wurde von der bekannten Multivibratorschaltung mit kapazitiver Rückkopplung ausgegangen, deren Prinzip in Bild 1 dargestellt ist. Da die Frequenz bei dieser Schaltung nur von der Zeitkonstante der RC-Glieder abhängt, ist sie verhältnismäßig konstant und kann beispielsweise durch Verändern der Widerstände R_B variiert werden. Allerdings läßt sich auf diese Art nur eine geringe Frequenzänderung erzielen, da die möglichen Widerstandswerte durch den mindest erforderlichen und den höchstzulässigen Basisstrom der Transistoren begrenzt sind. Außerdem entsteht bei sehr kleinen

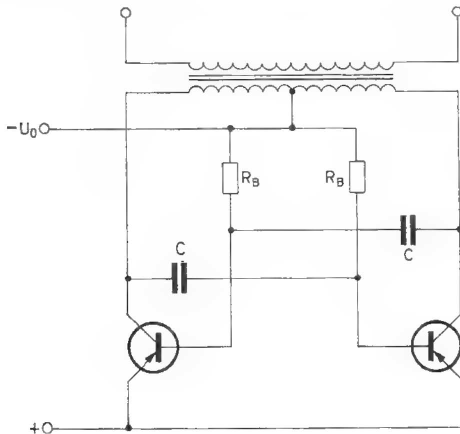


Bild 1: Prinzip eines Spannungswandlers in Multivibratorschaltung mit kapazitiver Rückkopplung

Basiswiderständen in ihnen eine unerwünscht hohe Verlustleistung. Nachteilig bei dieser Schaltung ist auch, daß man gleichzeitig zwei Widerstände verändern muß und daß bei ausgangsseitigem Kurzschluß des Wandlers beide Transistoren zerstört werden, da die Basisströme erhalten bleiben und in den Kollektorzweigen nur die niederohmigen Wicklungswiderstände wirksam sind.

Bild 2 zeigt eine Schaltung, die diese Nachteile nicht mehr aufweist. Die Basiswiderstände liegen hier nicht an einer konstanten Gleichspannung, sondern an einer negativen Rechteckspannung, die mit Hilfe einer zusätzlichen Transformatorwicklung und zweier, die positiven Halbwellen sperrenden Dioden gewonnen wird. Maßgebend für den Basisstrom der Transistoren sind die konstanten Widerstände R_B. Der Umladestrom der Rückkopplungskondensatoren fließt jedoch noch zusätzlich über den einstellbaren Widerstand R_X, der zwischen den beiden Anoden der beiden Dioden liegt. Da R_X die Umladezeit der Kondensatoren mitbestimmt, aber den Basisstrom der Transistoren nicht beeinflußt, kann dieser Widerstand in sehr weiten Grenzen verändert und dadurch die Schwingfrequenz variiert werden. Bei ausgangsseitigem Kurzschluß des Spannungswandlers bricht auch die Spannung an der Zusatzwicklung zusammen. Dadurch erhalten die Transistoren keinen Basisstrom mehr und werden gesperrt.

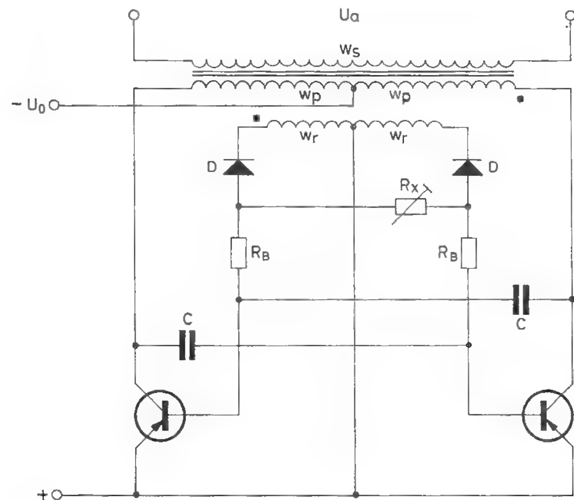


Bild 2: Prinzipschaltbild eines Transistor-Spannungswandlers mit spannungsunabhängiger und in weiten Grenzen einstellbarer Frequenz

Bei der Dimensionierung einer solchen Schaltung ist zu beachten, daß an den Transistoren im gesperrten Zustand zwischen Kollektor und Basis die vierfache und zwischen Basis und Emitter die doppelte Batteriespannung auftritt. Unter Einrechnung eines Sicherheitsfaktors muß daher

$$U_{CB\,max} \geq 4{,}4\ U_o \text{ und } U_{EB\,max} \geq 2{,}2\ U_o$$

sein.

Bei einem angenommenen Wirkungsgrad des Spannungswandlers von 80 % ist der Kollektorstrom der Transistoren

$$I_C = 1{,}25 \cdot \frac{N_a}{U_o}.$$

Dabei ist N_a die Ausgangsleistung. Mit diesen Werten können die Transistoren nach den Datenblättern ausgewählt werden.

Eine stetige Frequenzänderung des Spannungswandlers ist nur möglich, solange der Transformator nicht bis in die Sättigung ausgesteuert wird. Man muß daher bei einer Auslegung mit der maximalen Batteriespannung und der niedrigsten Frequenz rechnen und kann dann beispielsweise bei Verwendung von Dynamoblech IV als höchste Induktion B = 10 kG einsetzen. Den erforderlichen Kernquerschnitt des Transformators erhält man annähernd aus der Beziehung

$$Q_E \geq 45 \sqrt{\frac{N_a}{B \cdot f_{min} \cdot J}}.$$

Dabei ergibt sich Q_E in cm^2, wenn B in kG, f in Hz, N in W und die Stromdichte J in A/mm^2 eingesetzt werden. Die primäre Windungszahl erhält man aus der Transformatorgleichung für Rechteck-Wechselspannung zu

$$W_P = \frac{U_o}{4 \cdot B \cdot f_{min} \cdot Q_E} \cdot 10^5.$$

Der erforderliche Drahtquerschnitt der Primärwicklung ist

$$q_p \geq \frac{N_a}{U_o \cdot J}.$$

Für die Bemessung der Zusatzwicklung sind verschiedene Gesichtspunkte maßgebend. Einerseits soll deren Spannung möglichst hoch sein, um die Rückkopplungskondensatoren weitgehend linear zu entladen. Andererseits ergibt aber eine hohe Spannung entsprechend hohe Verluste in den Basiswiderständen, wodurch der Wirkungsgrad des Wandlers herabgesetzt wird. Als Kompromiß sollte man die Zusatzwicklung so auslegen, daß ihre Windungszahl etwa 10 ... 20 % größer ist als die der Primärwicklung des Transformators. Der Basisvorwiderstand für jeden Transistor ergibt sich dann mit dem für I_C erforderlichen Basisstrom I_B zu

$$R_B \leq \frac{U_o}{I_B}.$$

Bei der höchsten Frequenz, d. h. wenn der veränderbare Widerstand R_X auf den Wert 0 eingestellt ist, wird die Umladezeit der Kondensatoren nur durch die Basiswiderstände bestimmt. Demnach ergibt sich für die Rückkopplungskapazitäten

$$C \approx \frac{1}{2 \cdot R_B \cdot f_{max}}.$$

Der größte Wert des Widerstandes R_X hängt ab von dem Frequenzverhältnis, das mit ihm eingestellt werden soll.

Er ist

$$R_{Xmax} \approx 1{,}4 \cdot R_B \cdot \left(\frac{f_{max}}{f_{min}} - 1{,}1\right).$$

Die Sperrspannung, die an den beiden Dioden auftritt, beträgt

$$U_{sp} = 2 \cdot \frac{W_r}{W_p} \cdot U_o.$$

Ihr zulässiger Durchlaßstrom sollte wenigstens gleich dem doppelten Basisstrom der Transistoren sein.

Parallel zur Speisespannung des Wandlers ist ein Kondensator geschaltet, der induktive Spannungsspitzen unterdrückt, die sonst beim Abschalten der Batterie auftreten und die Transistoren gefährden könnten. Seine Kapazität ergibt sich annähernd aus der Beziehung

$$C_o \approx \frac{0{,}1 \cdot N_a}{U_o^2 \cdot f_{min}}.$$

Bild 3 zeigt die erprobte Schaltung eines 200-W-Spannungswandlers für eine Schwingfrequenz von 50 ... 250 Hz. Sie ist mit zwei Germanium-Leistungstransistoren CTP 1544 bestückt. In den Basiszweig jedes der beiden Transistoren ist zur Verbesserung des Umschaltverhaltens ein Parallel-RC-Glied geschaltet, dessen Werte experimentell ermittelt wurden.

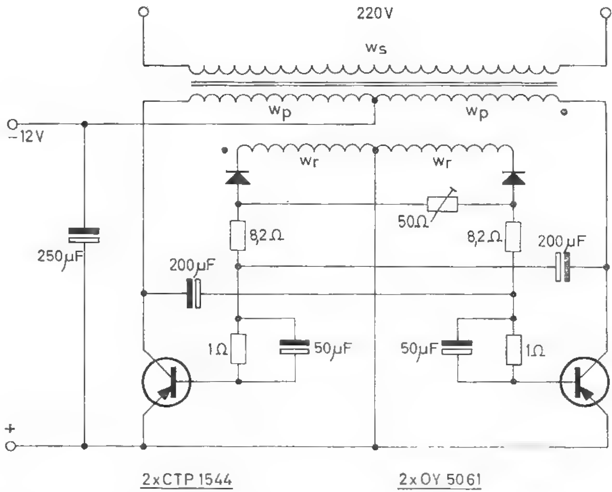


Bild 3: Erprobte Schaltung eines 200-W-Spannungswandlers für 50 ... 250 Hz

Die Daten des Transformators sind:

EI 150 a, Dynamoblech IV, ohne Luftspalt
W_p = je 40 Wdg, CuL 2,4 mm ∅
W_r = je 48 Wdg, CuL 1,0 mm ∅
W_s = 840 Wdg, CuL 1,0 mm ∅

Da die Streuinduktivitäten des Transformators beim Umschalten der Transistoren Spannungsspitzen hervorrufen, die die Grenzwerte der Transistoren überschreiten können, ist es wichtig, daß die Wicklungen w_p als erste aufgebracht und gleichzeitig (bifilar) gewickelt werden.

An einem Versuchsgerät mit der Schaltung von Bild 3 wurden folgende Werte gemessen:

Stromaufnahme bei Vollast		22 A
Frequenzänderung zwischen Leerlauf und Vollast	bei 50 Hz	< 2 %
	bei 250 Hz	< 1 %
Frequenzänderung bei ± 20 % Änderung der Batteriespannung	bei 50 Hz	< ± 2 %
	bei 250 Hz	< ± 1 %

Literatur:

A. Gerlach und H. Keller:
„Transistor-Gegentakt-Spannungswandler hoher Leistung", INTERMETALL-Sonderdruck 19/1963



INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik mbH

INTERMETALL Sonderdruck 32/1965

Hans Keller

Video-Verstärker mit Silizium-Epitaxie-Planar-Transistoren



INTERMETALL

Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 501 20
Fernschreiber 07 / 72716

Video-Verstärker mit Silizium-Epitaxie-Planar-Transistoren *

von Dipl.-Ing. Hans Keller, INTERMETALL GmbH. Freiburg

* Sonderdruck aus RADIO- FERNSEH- PHONOPRAXIS 1965, Heft 4

Die zunehmende Verwendung von Halbleiter-Bauelementen in Fernsehempfängern führte zur Entwicklung neuer Transistoren, deren Eigenschaften diesem speziellen Verwendungszweck angepaßt sind. Im folgenden werden die Forderungen an Transistoren für Video-Endstufen beschrieben und eine einfache Schaltung eines Verstärkers mit dem neuen Silizium-Epitaxie-Planar-Transistor BF 117 von INTERMETALL besprochen. Die wichtigsten Kenn- und Grenzwerte dieses Transistors (vorläufige Daten) sind in der folgenden Tabelle zusammengestellt.

Kollektor-Emitterspannung	U_{CE0}	> 140 V
Emitter-Basisspannung	U_{EB0}	> 5 V
Kollektor-Sättigungsspannung bei $I_C = 30$ mA und $I_B = 6$ mA	U_{CEsat}	< 1 V
Kollektor-Basis-Reststrom bei $U_{CB} = 100$ V	I_{CB0}	< 10 nA
Kollektor-Basis-Stromverhältnis bei $U_{CE} = 10$ V und $I_C = 30$ mA	B	> 25
Rückwirkungskapazität bei $U_{CE} = 10$ V	C_{12e}	2 pF
Transitfrequenz bei $U_{CE} = 10$ V und $I_C = 20$ mA	f_T	> 80 MHZ
Verlustleistung bei $T_G = 75\,^{\circ}$C	P_{tot}	1,7 W

Der Video-Verstärker hat die Aufgabe, die Helligkeit der Bildröhre zu steuern. Er muß dazu eine Signalspannung von 90 ... 100 V_{ss} abgeben und einen Frequenzbereich von 0 ... 5 MHz übertragen können. Sein Eingangssignal erhält der Verstärker vom Video-Detektor, der beispielsweise an einen Lastwiderstand von 3 kΩ eine Spannung von 3 V_{ss} liefert.

Bild 1 zeigt die prinzipielle Schaltung einer Transistorverstärkerstufe als Ausgangspunkt für die folgenden Überlegungen. Die Betriebsspannung U_o der Stufe wird bestimmt durch die Höhe des gewünschten Ausgangssignals U_a und die untere Kollektor-Emitterspannung des Transistors, bei der noch kein nennenswerter Verstärkungsabfall auftritt. Diese Restspannung beträgt ein Mehrfaches der Sättigungsspannung U_{CEsat} und hängt ab von nicht ganz vermeidbaren Nichtlinearitäten der Transistor-Kennlinien bei großer Stromdichte und hoher Kristalltemperatur. Bei der Entwicklung des Transistors BF 117 wurde auf eine niedrige Restspannung besonderer Wert gelegt. Sie beträgt bei 30 mA Kollektorstrom und 175 °C Kristalltemperatur nur etwa 15 V. Die erforderliche Betriebsspannung der Stufe ist daher unter Vernachlässigung des geringen Spannungsabfalles an dem Emitterwiderstand R_E

$$U_o = U_a + U_{rest} = 115\,\text{V}.$$

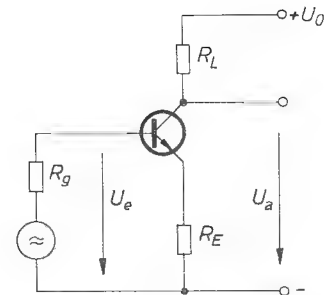


Bild 1: Prinzipschaltung einer Transistor-Verstärkerstufe

Da der Transistor BF 117 aber für eine maximale Kollektor-Emitterspannung von 140 V ausgelegt ist, kann die Betriebsspannung auf $U_o = 125$ V erhöht und eine Spannungsschwankung von ± 10 % zugelassen werden.

Zur Erzielung einer hohen Verstärkungsbandbreite muß der Kollektorwiderstand R_L möglichst klein sein. Sein minimaler Wert wird durch die zulässige Verlustleistung des Transistors begrenzt. Diese beträgt bei einer Gehäusetemperatur von 75 °C für den Transistor BF 117 $P_{tot} =$ 1,7 W. Unter Vernachlässigung des Emitterwiderstandes erhält man daher als Mindestgröße des Kollektorwiderstandes

$$R_L = \frac{U_{0\,max}^2}{4\,P_{tot}} = \frac{(1{,}1 \cdot U_0)^2}{4\,P_{tot}} = 2{,}78\,\text{k}\Omega.$$

Rechnet man mit 10 % Widerstandstoleranz, so wird im Mittel $R_L = 3{,}5$ kΩ. Es kann also ein Widerstand mit dem Normwert 3,3 kΩ eingesetzt werden. Dabei muß man durch geeignete Wärmeableitung dafür sorgen, daß die Gehäusetemperatur des Transistors 75 °C nicht überschreitet.

Die Spannungsverstärkung $v_u = \frac{U_a}{U_e}$ der Stufe kann aus den Widerstandswerten berechnet werden. Da die Basis-Emitter-Wechselspannung gegenüber dem Spannungsabfall am Emitterwiderstand R_E vernachlässigbar und der Emitterstrom annähernd gleich dem Kollektorstrom ist, gilt mit ausreichender Genauigkeit:

$$v_u \approx \frac{R_L}{R_E}.$$

Die Spannungsverstärkung muß mindestens 33 betragen, wenn ein Ausgangssignal von 100 V_{ss} erreicht und die Gesamtverstärkung von dem Endtransistor aufgebracht werden soll. Bei 10 % Widerstandstoleranz ergibt sich daher für den Gegenkopplungswiderstand im Emitterzweig

$$R_E = \frac{0{,}9\,R_L}{1{,}1 \cdot v_{umin}} = \frac{2{,}97\,k\Omega}{36{,}4} = 82\,\Omega$$

Die mittlere Spannungsverstärkung beträgt dabei

$$v_u = \frac{R_L}{R_E} = \frac{3{,}3\,k\Omega}{82\,\Omega} = 40.$$

Bild 2 zeigt, daß mit den berechneten Werten die von dem Transistor gegebenen Grenzen eingehalten werden. Auch unter ungünstigsten Betriebsbedingungen wird noch ein Ausgangssignal von über 90 V_{ss} erreicht.

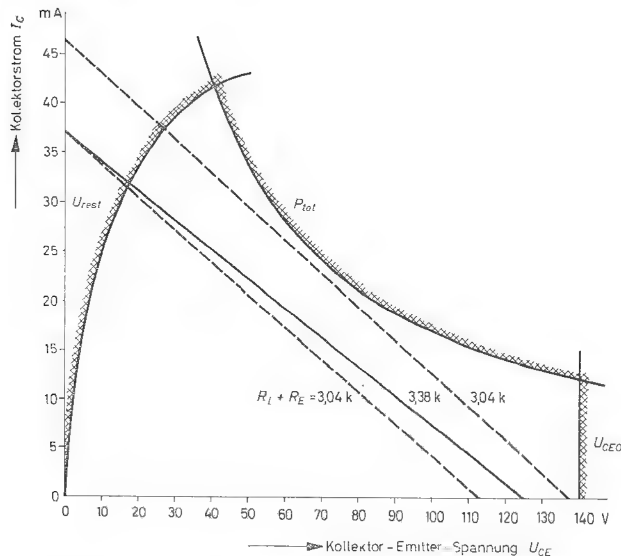


Bild 2: Lastkennlinien des Endtransistors unter verschiedenen Betriebsbedingungen mit eingezeichneten Aussteuergrenzen

Zur Ermittlung der Grenzfrequenz der Endstufe muß die ausgangsseitige Lastkapazität C_L berücksichtigt werden. Sie setzt sich zusammen aus etwa 5 pF Katodenkapazität der Bildröhre und unvermeidlichen Verdrahtungskapazitäten, die mit ca. 3 pF angenommen werden können. Im Bild 3 ist die Ersatzschaltung der Endstufe wiedergegeben. r_b ist der Basis-Bahnwiderstand des Transistors. Zwischen dem inneren Basispunkt B' und dem Emitter liegt die Basis-Emitter-Kapazität C_{be} und parallel dazu der Flußwiderstand r_e der inneren Basis-Emitter-Diode multipliziert mit der Stromverstärkung β. Dieses RC-Glied bestimmt die Transitfrequenz f_T des Transistors. Es ist

$$\omega = 2\pi\, f_T = \frac{1}{r_e \cdot C_{be}}$$

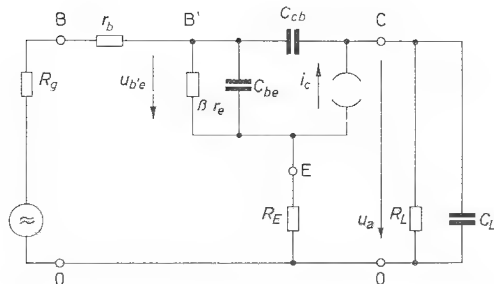


Bild 3: Ersatzschaltung des Video-Endverstärkers

Zwischen C und B' liegt die Sperrschichtkapazität C_{cb} der Kollektor-Basis-Diode. Alle Sperrwiderstände sowie die Kollektor-Emitter-Kapazität wurden wegen ihres geringen Einflusses auf Verstärkung und Grenzfrequenz vernachlässigt.

In Bild 4 ist die Ersatzschaltung umgeformt. Da der Gegenkopplungswiderstand R_E mit r_e in Reihe liegt, addieren sich die beiden und die Basis-Emitter-Kapazität wird um den Faktor $\frac{r_e}{R_E + r_e}$ kleiner.

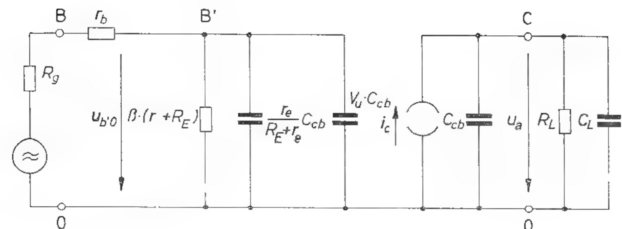


Bild 4: Für die Berechnung der Verstärkungs-Grenzfrequenz umgeformte Ersatzschaltung des Video-Endverstärkers

Die Kollektor-Basis-Kapazität wirkt einmal parallel zum Ausgang und übersetzt sich zum anderen infolge des Miller-Effektes mit der Spannungsverstärkung $v_u = \frac{R_L}{R_E + r_e}$ auf den Eingang.

Eine exakte Berechnung der Grenzfrequenz dieser Ersatzschaltung führt auf sehr unübersichtliche Gleichungen. Mit für die Praxis ausreichender Genauigkeit kann jedoch die Beziehung

$$f_g = \frac{f_T}{\frac{v_u}{R_L} \cdot (R_g + r_b) + 2\pi\, f_T C_{cb} \cdot R_L \cdot \left[\frac{v_u}{R_L} \cdot (R_g + r_b) + 1 + \frac{C_L}{C_{cb}}\right]}$$

verwendet werden.

f_g ist die Frequenz, bei der die Spannungsverstärkung der Stufe um 3 dB gegenüber ihrem Wert bei niedriger Frequenz abfällt.

Der aus dieser Gleichung berechnete Einfluß der verschiedenen Größen auf die Grenzfrequenz ist in dem Diagramm von Bild 5 aufgetragen. Die jeweils konstant gehaltenen Werte sind

$$C_L = 8\text{ pF}$$
$$R_L = 3{,}3\text{ k}\Omega$$
$$v_u = 40$$
$$f_T = 50\text{ MHz}$$
$$C_{cb} = 2\text{ pF}$$
$$R_g + r_b = 80\,\Omega$$

Da die Transitfrequenz stromabhängig ist, wurde ein niedrigerer Wert als der bei 20 mA garantierte in die Rechnung eingesetzt. Damit beträgt die Verstärkungsfrequenz $f_g \approx$ 3,8 MHz.

Die Ergebnisse ausführlicher Messungen zeigten eine sehr gute Übereinstimmung mit den berechneten Werten.

Aus Bild 5 ist zu ersehen, daß die Transitfrequenz f_T oberhalb von 50 MHz nur einen geringen Einfluß auf die Grenzfrequenz hat. Von größerer Bedeutung ist die Kollektor-Basis-Kapazität.

Der Einfluß des Generatorwiderstandes wird durch die Kurve für $R_g + r_b$ wiedergegeben. R_g soll möglichst klein sein. Der Endtransistor kann daher nicht direkt an den relativ hochohmigen Video-Detektor angeschlossen werden, sondern es muß ihm ein in Kollektorschaltung betriebener Treibertransistor als Impedanzwandler vorgeschaltet werden. Damit läßt sich der Generatorwiderstand für den Endtransistor auf etwa 50 Ω verringern.

Den größten Einfluß auf die Grenzfrequenz der Spannungsverstärkung haben der Lastwiderstand R_L und die Lastkapazität C_L. Die Kurve für R_L hat ein Maximum bei ca. 1 kΩ. Ein so niedriger Lastwiderstand läßt sich aber wegen der begrenzten Verlustleistung des Endtransistors nicht verwenden. Die Lastkapazität muß durch kapazitätsarme Verdrahtung so klein wie möglich gehalten werden. Da der Kollektor des Transistors BF 117 mit dem Gehäuse verbunden ist, darf auch der Kühlkörper zur Wärmeableitung nur eine geringe Kapazität gegen Masse besitzen.

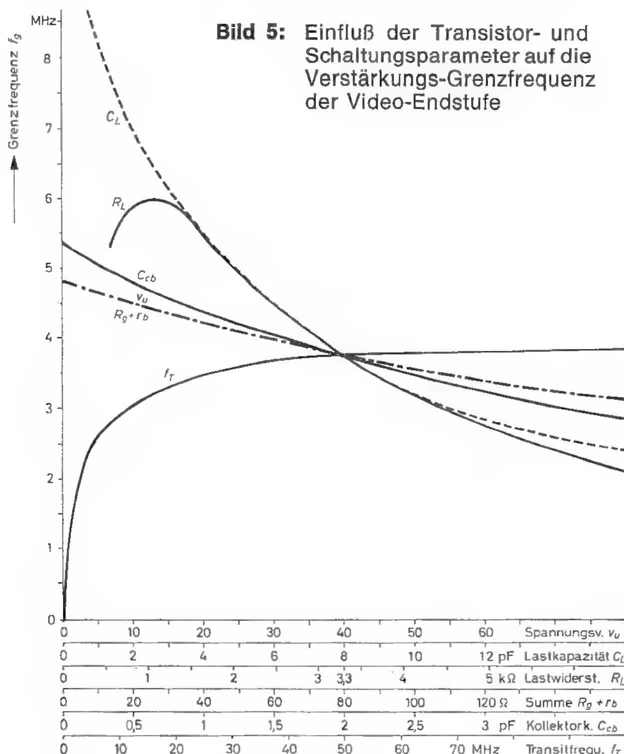


Bild 5: Einfluß der Transistor- und Schaltungsparameter auf die Verstärkungs-Grenzfrequenz der Video-Endstufe

Unter Berücksichtigung der bisher ausgeführten Überlegungen und Berechnungen wurde die in Bild 6 wiedergegebene Schaltung eines Video-Verstärkers entwickelt. Der Treibertransistor BSY 74 wird in Kollektorschaltung betrieben und dient als Impedanzwandler. Um seine Verlustleistung gering zu halten, wurde für ihn eine Betriebsspannung von 12 V gewählt, wie sie auch für andere Stufen eines transistorisierten Fernsehempfängers benötigt wird. Der Endtransistor ist zur Übertragung der Gleichstromkomponente des Videosignales galvanisch an den Treibertransistor angeschlossen. Der Arbeitspunkt beider Transistoren kann dabei mit Hilfe des 2,5-kΩ-Trimmerpotentiometers eingestellt werden.

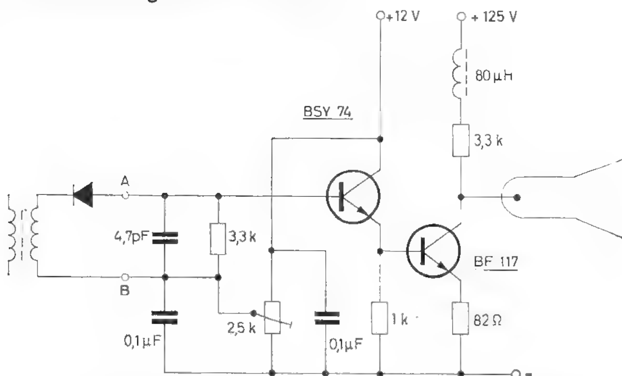


Bild 6: Schaltung eines vollständigen Video-Verstärkers

Da die Verstärkungs-Grenzfrequenz des Endtransistors bei 8 pF Lastkapazität und dem minimal möglichen Lastwiderstand von 3,3 kΩ unterhalb des geforderten Wertes von 5 MHz liegt, wurde eine zusätzliche Drossel in den Kollektorzweig geschaltet. Diese bildet zusammen mit der Lastkapazität einen Parallel-Schwingkreis mit einer Resonanzfrequenz von ca. 5 MHz. Dadurch wird, wie Bild 7 zeigt, die 3-dB-Bandbreite des Verstärkers von 3,2 MHz auf 6 MHz heraufgesetzt. Für die Messung des Frequenzganges wurde die Bildröhren-Kapazität durch einen Festkondensator ersetzt, so daß die insgesamt am Kollektor des Endtransistors wirksame Lastkapazität 8 pF betrug. Außerdem wurde die Schaltung an den Punkten AB von einem Generator mit einem Innenwiderstand (1,5 kΩ parallel zu 10 pF) angesteuert, der annähernd dem des Video-Demodulators entspricht.

Bild 8 zeigt die an der Schaltung gemessene Spannungsverstärkung in Abhängigkeit von der Kollektor-Emitter-Spannung des Endtransistors. Für einen zulässigen Verstärkungsabfall von 10 % beträgt der lineare Aussteuerungsbereich 100 V. Mit dem Transistor BF 117 können daher die an den Video-Verstärker zu stellenden Anforderungen gut erfüllt werden.

In der Praxis muß man den Verstärker von Bild 6 noch durch zusätzliche Maßnahmen zur Kontrastregelung, Ton-ZF-Auskopplung usw. erweitern. Die dafür gegebenen Möglichkeiten können als bekannt vorausgesetzt werden.

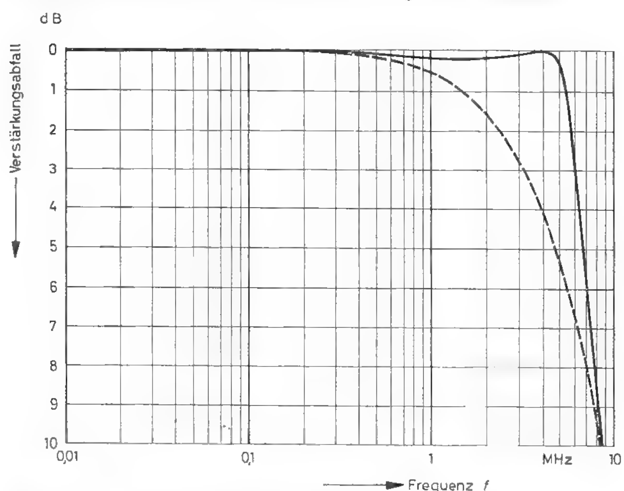


Bild 7: Frequenzgang des Verstärkers von Bild 6
gestrichelt: ohne Drossel im Kollektorzweig
ausgezogen: mit Drossel im Kollektorzweig

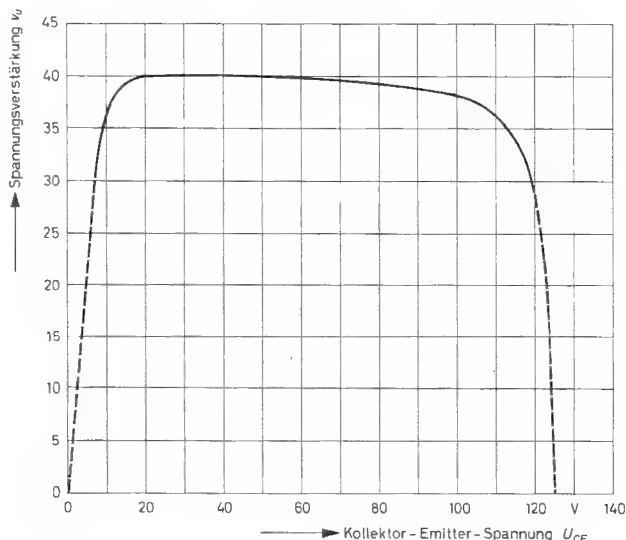


Bild 8: Spannungsverstärkung der Schaltung von Bild 6 als Funktion der Kollektor-Emitterspannung des Endtransistors

(Neue geänderte Auflage 1966/3)

INTERMETALL Sonderdruck 33/1966

Manfred Habicht

Parallelschaltung von Transistoren

Einfluß der Parameterstreuung auf die Lastverteilung



INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07 / 72716

Parallelschaltung von Transistoren

Einfluß der Parameterstreuung auf die Lastverteilung

von Dipl.-Ing. Manfred Habicht, INTERMETALL GmbH

* Sonderdruck aus Elektronik 1965, Heft 11 (Die Parallelschaltung von Transistoren)

Wenn in elektronischen Schaltungen zur Erfüllung einer bestimmten Aufgabe ein einzelnes Bauelement nicht ausreicht, weil seine Grenzdaten überschritten werden, teilt man häufig die Belastung auf mehrere parallelgeschaltete Bauelemente auf. Die immer vorhandene Parameterstreuung der Bauelemente führt zu einer ungleichmäßigen Verteilung der Belastung. Im folgenden soll gezeigt werden, welche maximale Beanspruchung hierdurch im ungünstigsten Fall zu erwarten ist.

Ausschlaggebend für den von dem einzelnen Element übernommenen Anteil der Gesamtbelastung sei ein Parameter k. Für die Rechnung soll zunächst angenommen werden, daß er von der Belastung s unabhängig ist. k und s sind über eine Größe a miteinander verknüpft:

$$s = a \cdot k.$$

(Man denke hier z. B. an einen Transistor, dessen Kollektorstrom die Belastung s und dessen Stromverstärkung den Parameter k darstellt. Die Größe a wäre in diesem Fall der Basisstrom.)

Bei gleichem Parameter k würde sich die Belastung gleichmäßig auf alle Elemente aufteilen. Infolge Exemplarstreuungen soll aber der Parameter k Abweichungen mit dem Maximalwert p aufweisen. Oberer und unterer Grenzwert für k sind dann durch die Gleichung

$$k = k_0 \; (1 \pm p)$$

festgelegt. Der ungünstigste Fall wird eintreten, wenn der Parameter k eines Elementes an der oberen Streugrenze k_0 $(1 + p)$ liegt, während die Parameter der übrigen $(n - 1)$ Elemente an der unteren Streugrenze k_0 $(1 - p)$ liegen. Für eine solche Anordnung ist die mittlere Belastung

$$s_m = a \cdot \frac{k_0 \; (1 + p) + (n - 1) \; k_0 \; (1 - p)}{n}$$

$$s_m = a \cdot k_0 \; (1 - \frac{n - 2}{n} \; p) \; . \qquad (1)$$

Die Belastung des am meisten beanspruchten Exemplares beträgt

$$s_{max} = a \cdot k_0 \; (1 + p) \; . \qquad (2)$$

Die relative Überlast ü dieses Exemplares gegenüber dem Mittelwert der Belastung ergibt sich dann zu

$$ü = \frac{s_{max} - s_m}{s_m}$$

oder durch Einsetzen von (1) und (2)

$$ü = \frac{(2n - 2) \; p}{n - (n - 2) \; p} \; . \qquad (3)$$

Diese Gleichung gibt an, mit welcher Überlast bei gegebenem Streuwert p im ungünstigsten Falle gerechnet werden muß. Der Zusammenhang ist in Bild 1 für verschiedene n aufgetragen.

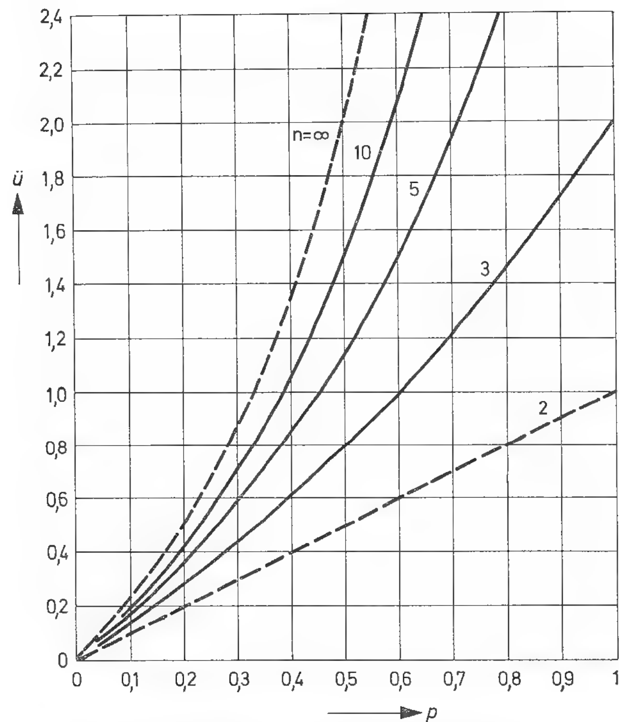


Bild 1: Relative Überlast ü in Abhängigkeit von der Parameterstreuung p für verschiedene Anzahlen n von Elementen.

Häufig wird auch die Aufgabe bestehen, für eine vorgegebene maximal zulässige Überlast die erlaubte Abweichung p zu ermitteln. Dazu wird die Gleichung (3) nach p aufgelöst. Man erhält

$$p = \frac{n \cdot ü}{2n - 2 + (n - 2) \; ü} \; . \qquad (4)$$

Die bisherigen Betrachtungen gelten uneingeschränkt nur, solange der Parameter k unabhängig von der Größe der Belastung s ist. Das ist keineswegs immer der Fall. Ist beispielsweise die Steilheit eines Transistors der Parameter k und versteht man unter der Belastung s den Kollektorstrom, so ist eine starke Abhängigkeit zwischen Parameter und Belastung gegeben. Unter diesen Umständen muß man streng genommen für den hier untersuchten ungünstigsten Fall den Mittelwert des Parameters k_0 auf eine Belastung s_0 beziehen, wobei nach Gl. (1)

$$s_0 = a \cdot k_0 = s_m \cdot \frac{1}{1 - \frac{n - 2}{n} \; p} \; . \qquad (5)$$

Der Fehler, der entsteht, wenn man statt mit k_0 mit dem auf die mittlere Belastung s_m bezogenen Parameter k_m rechnet, dürfte jedoch im allgemeinen bei nicht zu großem p vernachlässigbar sein, so daß man sich in der Praxis mit der Angabe des Parameters in der Form

$$k = k_m \; (1 \pm p)$$

begnügen wird.

Die Anwendung dieser Berechnungen sei nun an einigen Beispielen gezeigt.

1) Die Spannung an einem Verbraucher, dessen Stromaufnahme $I_a = 12$ A beträgt, soll auf $U_a = 20$ V stabilisiert werden (Bild 2). Es steht eine Eingangsspannung zur Verfügung, die zwischen $U_e = 22$ V und $U_e = 30$ V schwankt. In der Endstufe der Stabilisierungsschaltung sollen 4 Transistoren 2 N 2064 A eingesetzt werden, die nach der Stromverstärkung bei 3 A mit $B_3 = 50 \pm 15$ % ausgesucht sind. Die Emitter und Kollektoren der Transistoren sind miteinander verbunden. Alle Transistoren erhalten über getrennte Vorwiderstände den gleichen Basisstrom.

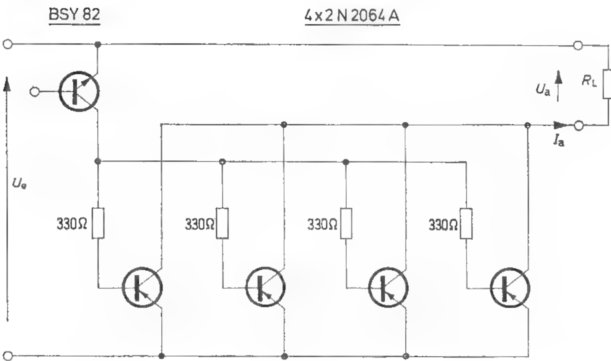


Bild 2: Parallelschaltung von Transistoren mit getrennten Basis-Vorwiderständen.

Für die größte Eingangsspannung beträgt die gesamte Verlustleistung an den Transistoren

$$P_{v\,ges} = (U_e - U_a) \cdot I_a = (30V - 20V) \cdot 12A = 120\ W.$$

Es ist zu ermitteln, um wieviel im ungünstigsten Fall die Verlustleistung des am meisten belasteten Transistors über dem Mittelwert von 30 W liegt. Da die Kollektor-Emitterspannung aller Transistoren gleich ist, genügt es, den Kollektorstrom zu betrachten.

Aus Gl. (3) folgt mit $n = 4$; $p = 0,15$

$$ü = \frac{(2 \cdot 4 - 2) \cdot 0,15}{4 - (4 - 2) \cdot 0,15} = 0,243.$$

Der Kollektorstrom und damit die Verlustleistung des am meisten belasteten Transistors kann also um 24,3 % über dem Mittelwert liegen, d. h. an einem der Transistoren kann eine Verlustleistung von 37,3 W auftreten.

2) In der Schaltung nach Bild 3 soll ein Strom von 20 A auf 5 parallelgeschaltete Transistoren verteilt werden.

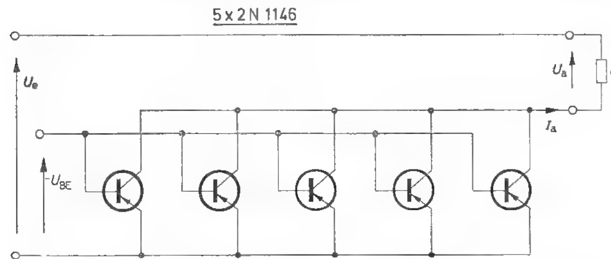


Bild 3: Parallelschaltung von Transistoren mit gemeinsamer Basis-Emitterspannung.

Im Gegensatz zu der vorhergehenden Schaltung sind hier auch die Basisanschlüsse der Transistoren miteinander verbunden. Die Lastverteilung wird jetzt nicht mehr durch die Stromverstärkung, sondern durch die Steilheit der einzelnen Transistoren, d. h. die Abhängigkeit des Kollektorstromes I_C von der Basis-Emitterspannung U_{BE} bestimmt. Es wird eine maximale Überlast von 35 % zugelassen. Wie ist U_{BE} zu tolerieren?

Zwischen der Basis-Emitterspannung und dem Kollektorstrom besteht ein stark nichtlinearer Zusammenhang, der durch die Steilheitskennlinie $-I_C = f(-U_{BE})$ (Bild 4) gegeben ist. Es kann hier nicht mit einem festen Parameter k gerechnet werden. In diesem Fall ermittelt man zunächst aus Gl. (4) die zulässigen Abweichungen des Kollektorstromes. Es ist

$$p = \frac{5 \cdot 0,35}{2 \cdot 5 - 2 + (5 - 2) \cdot 0,35} = 0,194$$

d. h. die zulässige Abweichung des Kollektorstromes beträgt 19,4 %.

Ferner wird nun aus dem Mittelwert des Stromes

$$I_m = \frac{I_{ges}}{n} = \frac{20\ A}{5} = 4\ A$$

mit Hilfe der Gl. (5) der Bezugsstrom I_0 ermittelt:

$$I_0 = 4\ A \cdot \frac{1}{1 - \frac{5 - 2}{5} \cdot 0,194} = 4,53\ A.$$

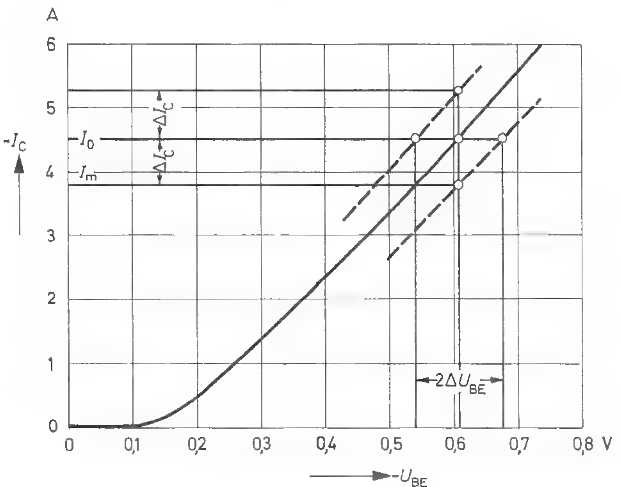


Bild 4: Graphische Ermittlung der zulässigen Toleranz der Basis-Emitterspannung.

Damit findet man aus der Kennlinie eine mittlere Basis-Emitterspannung für I_0. Trägt man nun darüber die zulässigen Abweichungen des Stromes ΔI_C auf, so findet man je einen Punkt für die in Bild 4 eingetragene obere und untere Streukurve. Der Abstand dieser beiden Streukurven beim Strom I_0 gibt die zulässige Toleranz der Basis-Emitterspannung mit $2\Delta U_{BE} = 135$ mV an.

Dieses Verfahren liefert zwar exakte Ergebnisse, ist aber noch recht umständlich. Es läßt sich wesentlich vereinfachen, wenn man auf die Unterscheidung zwischen mittlerem Strom I_m und Bezugsstrom I_0 verzichtet und $I_0 = I_m = \frac{I_{ges}}{n}$ setzt. Ferner kann man in den meist engen Bereichen mit guter Näherung die Steilheitskennlinie als Gerade und die Streukurven als parallel dazu auffassen. Der Toleranzbereich für U_{BE}

kann dann nach Bild 5 aus der mittleren Steilheitskennlinie allein ermittelt werden. Er ergibt sich hier zu $2 \triangle U_{BE} = 140$ mV.

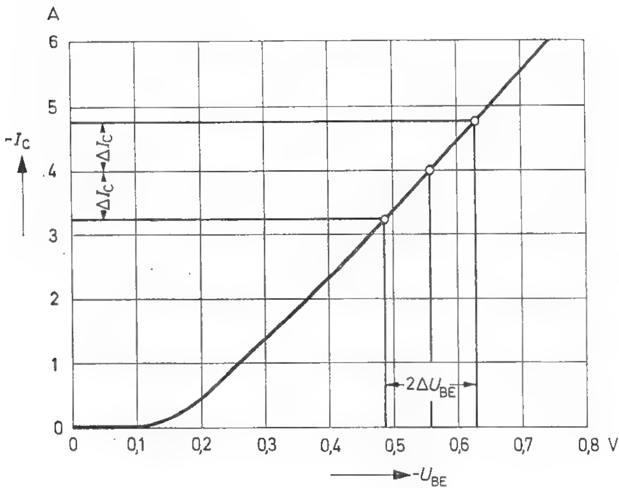


Bild 5: Näherungsverfahren zur graphischen Ermittlung der zulässigen Toleranz der Basis-Emitterspannung.

Um eine möglichst gleiche Stromaufteilung zu erreichen, wird häufig gemäß Bild 6 ein kleiner Widerstand in die Emitterzuleitung der einzelnen Transistoren gelegt. Die dadurch hervorgerufene Gegenkopplung verringert zwar die Steilheit der Anordnung, macht sie aber gleichzeitig unempfindlicher gegen Exemplarstreuungen. Solange der Spannungsabfall am Widerstand klein gegen die am Transistor liegende Spannung bleibt, ist hier ebenso wie in den vorhergehenden Beispielen der Kollektorstrom ein Maß für die Verlustleistung.

Die Aufteilung der Belastung läßt sich auch für diesen Fall nach dem oben beschriebenen Verfahren graphisch ermitteln. Dazu muß zunächst eine neue Kennlinie für die Steilheit der Anordnung Transistor mit Widerstand gefunden werden, d. h. $-I_C = F(U_1)$.

Die Funktion $-I_C = f(-U_{BE})$ ist als Kennlinie gegeben. Damit ist auch die inverse Funktion $-U_{BE} = g(-I_C)$ bekannt. Die Spannung U_1 setzt sich zusammen aus der Basis-Emitterspannung U_{BE} und dem Spannungsabfall U_R am Emitterwiderstand R.

Dieser Spannungsabfall kann unter Vernachlässigung des Basisstromes näherungsweise $U_R \approx (-I_C) \cdot R$ geschrieben werden. Damit ergibt sich

$$U_1 = -U_{BE} + U_R \approx g(-I_C) + (-I_C) \cdot R = G(-I_C).$$

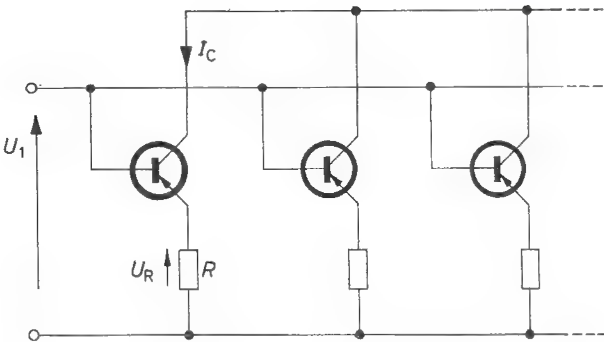


Bild 6: Parallelschaltung von Transistoren mit Gegenkopplungswiderständen.

Die Kennlinie $-I_C = F(U_1)$ kann also durch graphische Addition der Widerstandsgeraden für R und der Steilheitskennlinie gewonnen werden. Aus dieser gescherten Steilheitskennlinie kann man in der oben beschriebenen Weise die zulässige Toleranz der Eingangsspannung und damit der Basis-Emitterspannnung ermitteln. Auch dies sei an einem Beispiel gezeigt.

3) Die in Beispiel 2 gestellte Aufgabe soll mit je einem 100 - mΩ - Widerstand in den Emitterzuleitungen gelöst werden. Welche Abweichung in der Basis-Emitterspannung ist dann zulässig?

   Bild 7 zeigt die aus der Widerstandgeraden für R = 100 mΩ und der Steilheitskennlinie gewonnene Kurve $I_C = F(U_1)$. Durch Eintragen der zulässigen Abweichungen des Kollektorstromes erhält man eine Toleranz der Eingangsspannung von $2 \triangle U_1 = 300$ mV. Die gleiche Toleranz gilt für die Basis-Emitterspannung, die also jetzt mit $2 \triangle U_{BE} = 300$ mV anzugeben ist.

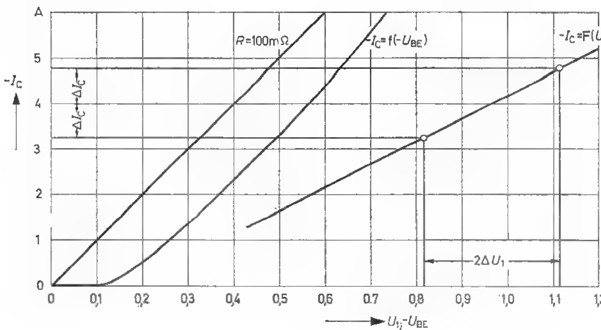


Bild 7: Näherungsverfahren zur graphischen Ermittlung der zulässigen Toleranz der Basis-Emitterspannung bei Transistoren mit Emitterwiderstand.

INTERMETALL Sonderdruck 34/1966

Rudolf Sydow

Zeitgeberschaltungen mit Silizium-Planar-Transistoren



INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 50120
Fernschreiber 07/72716

Zeitgeberschaltungen mit Silizium-Planar-Transistoren

von Ing. Rudolf Sydow, INTERMETALL GmbH, Freiburg i. Br.

1. Einleitung

Zeitgeberschaltungen, wie sie diese Druckschrift beschreibt, werden in der Elektrotechnik vielfältig eingesetzt. Sie können z. B. dazu dienen, einen zur Zeit $t_0 = 0$ erteilten Steuerbefehl nach der Zeit t weiterzugeben und haben dann die Wirkungsweise eines anzugs- oder abfallverzögerten Relais. Weiterhin läßt sich z. B. durch einen zur Zeit $t_0 = 0$ erteilten Steuerbefehl ein Vorgang einleiten, und die Zeitgeberschaltung beendet ihn nach Ablauf der eingestellten Zeit t selbsttätig.

Zeitgeber sind in vielen Formen gebräuchlich: Pneumatische oder hydraulische Zeitschalter, Relais mit Kurzschlußwicklung oder Parallelkondensator, uhrwerk- oder synchronmotorbetriebene Zeitschalter, Thermorelais, RC-Ladeschaltungen mit angeschlossenem Schaltverstärker und digitale Zeitgeberschaltungen.

Die Entscheidung für einen der erwähnten Zeitgeber wird durch mehrere Gesichtspunkte bestimmt. Zunächst hängt es von der Länge der gewünschten Zeit ab, was für eine Ausführung gewählt wird. Wichtig ist, wie genau die eingestellte Zeit reproduzierbar sein muß und in welchem Maße sie von Umgebungstemperatur und Betriebsspannung abhängen darf. Weiterhin wird den Hersteller eines Zeitgebers interessieren, ob sich dieser mit handelsüblichen Bauelementen herstellen läßt und ob in der Fertigung Abgleicharbeiten erforderlich sind. Oft wird dem Anwender ein Gerät unerwünscht sein, das mechanisch bewegte Teile enthält, die verschmutzen und verschleißen können, wie Zahnräder oder Nocken. Nicht zuletzt entscheiden die Gestehungskosten darüber, ob die beabsichtigte Schaltung im vorliegenden Anwendungsfall tragbar ist.

Im folgenden werden RC-Ladeschaltungen mit Schaltverstärkern beschrieben. Silizium - Planartransistoren eignen sich besonders für die dazu erforderlichen empfindlichen Schaltverstärker, weil sie selbst bei sehr kleinem Kollektorstrom noch eine gute Stromverstärkung haben und weil ihr Kollektorreststrom so klein ist, daß er meist vernachlässigt werden kann. Von der Empfindlichkeit des Schaltverstärkers hängt die Größe des für eine bestimmte Zeit erforderlichen Kondensators ab und damit wesentlich der Materialpreis des Zeitgebers. Als zeitbestimmender Kondensator kommt nur ein solcher mit festem Dielektrikum und hohem Isolationswiderstand in Betracht, also ein Papier-, Metallpapier- oder Kunststoffolien-Kondensator. Elektrolytkondensatoren haben einen erheblichen Reststrom, gleichbedeutend mit kleinem Isolationswiderstand. Kapazität und Reststrom sind sehr temperatur- und lagerzeitabhängig und haben große Fertigungstoleranzen, z. B. $-20\,\%$ bis $+50\,\%$. Deshalb sind sie für einigermaßen genaue Zeitgeberschaltungen nicht brauchbar.

2. Die Kondensator-Ladeschaltung und ihre Grenzen.

Wenn ein Kondensator mit der Kapazität C über einen Widerstand R_V aus einer Stromquelle mit der Spannung U auf eine Spannung u aufgeladen werden soll (Bild 1), so ist dazu die Zeit t erforderlich:

$$t = \tau \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{u}{U}} .$$

Darin wird $\tau = R_V \cdot C$ die Zeitkonstante der RC-Schaltung genannt [1], [2]. Um die Zeit t zu verändern, wird man meist entweder den Ladewiderstand R_V oder die Spannung u ändern. Die Gleichung gilt, solange der Isolationswiderstand R_P des Kondensators groß gegenüber dem Ladewiderstand R_V ist. Anders ausgedrückt: Die Zeitkonstante des Kondensators, $\tau_C = R_P \cdot C$, muß groß sein gegenüber der Zeitkonstante der Ladeschaltung, $\tau = R_V \cdot C$.

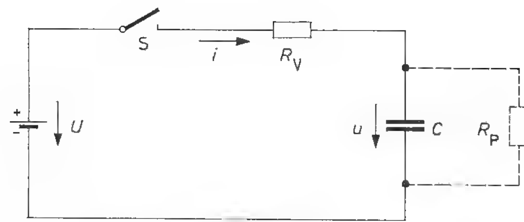


Bild 1: Kondensator-Ladeschaltung

Bei manchen Kondensatoren gibt der Hersteller den Isolationswiderstand R_P an, bei anderen die Zeitkonstante oder Isolationsgüte τ_C in Sekunden. Die Zeitkonstante τ_C ist gleich der Zeit, in der sich ein auf die Spannung U aufgeladener Kondensator über den eigenen Isolationswiderstand auf $\frac{U}{e} \sim 0{,}37$ U entladen hat. Der Isolationswiderstand R_P ergibt sich aus

$$R_P = \frac{\tau_C}{C} .$$

Handelsübliche Papier- und Metallpapierkondensatoren haben bei $+20\,^{\circ}C$ eine Zeitkonstante von ca. 3000 s, Kunststoffolienkondensatoren (MKT) ca. 10 000 s.

Wenn die durch den Isolationswiderstand des Kondensators bewirkte Abweichung der wirklichen Ladezeit von der errechneten nicht zu groß sein soll, dann bedeutet das, daß Zeitgeberschaltungen sich mit MP-Kondensatoren bis etwa 300 s und mit MKT-Kondensatoren bis etwa 1000 s bauen lassen. Für längere Zeit müßten dicht verlötete Kondensatoren der Anwendungsklasse C nach DIN 40 040 benützt und diese auf hohen Isolationswiderstand bzw. große Zeitkonstante ausgesucht werden.

Die angegebenen Kondensator-Zeitkonstanten τ_C gelten für einen Umgebungstemperaturbereich von ungefähr 0 bis $+30\,^{\circ}C$. Bei höheren Umgebungstemperaturen wird der Isolationswiderstand und damit die Zeitkonstante kleiner. Bei $+60\,^{\circ}C$ beträgt die Zeitkonstante von MP- und MKT-Kondensatoren z. B. nur noch etwa 1/10 des Wertes bei $+25\,^{\circ}C$. Das ist bei der Dimensionierung der Zeitgeberschaltungen zu berücksichtigen.

3. Schwelle und Schaltverstärker

Die einfachste Form eines durch eine RC-Ladeschaltung anzugsverzögerten Relais zeigt Bild 2. Man erreicht mit dieser Anordnung, daß der Strom in der Relaiswicklung mit dem Widerstand R_W aufgrund der Zeitkonstante $\tau = \frac{R_V \cdot R_W}{R_V + R_W} \cdot C$ langsam ansteigt. Dadurch zieht das Relais erst um die Zeit $t = \tau . \ln \frac{1}{1 - U_A \cdot \frac{R_V + R_W}{U \cdot R_W}}$ nach dem Schließen des Steuerschalters S an.

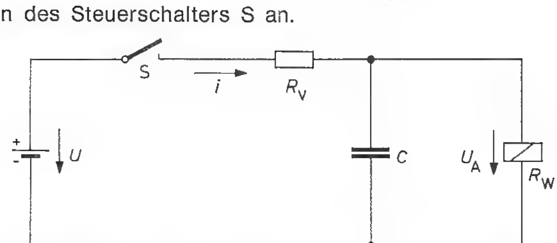


Bild 2: Anzugsverzögertes Relais mit RC-Verzögerungsglied

Allerdings ist die Zeit bei dieser einfachen Schaltung nicht exakt definiert, weil die Ansprechspannung U_A des Relais von einem Exemplar zum anderen streut und außerdem infolge der Temperaturabhängigkeit des Wicklungswiderstandes temperaturabhängig ist.

Soll die Zeit von den Ansprech- und Abfallwerten des Relais unabhängig sein, so darf das Ende der Zeit nicht durch die Ansprechspannung des Relais bestimmt werden. Zwischen RC-Ladeschaltung und Relais schaltet man eine Anordnung, die im folgenden Schwelle genannt werden soll. Diese Schwelle sorgt dafür, daß die Relaiswicklung bis zum Ende der gewünschten Zeit stromlos ist und dann schnell erregt wird, wenn die Ladespannung des Kondensators die Schwelle überschreitet. Im einfachsten Fall könnte, wie in Bild 3, eine Zenerdiode als Schwelle dienen und den Einfluß der Ansprechspannung U_A des Relais auf die Zeit verkleinern. Dabei sollte die Zenerspannung U_Z groß sein gegenüber der Ansprechspannung des Relais. Unter dieser Voraussetzung gilt für die Zeit die Gleichung: $t = \tau \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{U_Z}{U}}$.

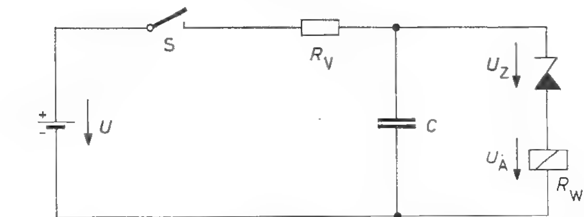


Bild 3: Anzugsverzögertes Relais mit Zenerdiode als Schwelle

Die beiden Schaltungen nach Bild 2 und Bild 3 haben den Nachteil, daß der Vorwiderstand R_V ungefähr so klein sein muß wie der Relaiswiderstand R_W. Bei geforderter Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ für die RC-Ladeschaltung bedeutet das, daß der Kondensator C sehr groß sein muß. Der zeitbestimmende Kondensator ist aber meist das teuerste Bauelement in einer Zeitgeberschaltung, besonders bei längeren Zeiten. Es hat sich daher als zweckmäßig erwiesen, die Schwelle als Eingang eines Verstärkers auszubilden, in dessen Ausgang die Wicklung des Relais als Arbeitswiderstand liegt. Dann braucht durch den Widerstand R_V nicht mehr der für das Relais benötigte Strom fließen, sondern ein um den Verstärkungsfaktor des Verstärkers kleinerer Strom. Bild 4 zeigt zwei Varianten eines Schaltungsvorschlages, bei dem in einem Gleichstromverstärker eine Zenerdiode als Schwelle liegt [2].

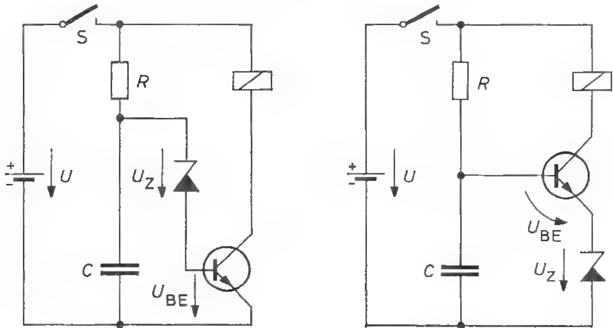


Bild 4: Anzugsverzögertes Relais mit Schwelle und Gleichstromverstärker

Die Zeit ist

$$t = \tau \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{U_Z + U_{BE}}{U}} .$$

Wesentlich bessere Ergebnisse als mit einer Schaltung nach Bild 4 lassen sich durch zwei Maßnahmen erreichen.

Wenn als Schwelle keine Zenerdiode, sondern ein z. B. durch einen Spannungsteiler erzeugter Teil der Betriebsspannung U benutzt wird, ist die Zeit t unabhängig von der Betriebsspannung U. Das zeigt die Gleichung

$$t = \tau \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{u}{U}} .$$

Ist u proportional U, so bleibt der Quotient $\frac{u}{U}$ bei Änderung von U konstant und damit auch t.

Hat der Verstärker eine positive Rückkopplung, so bedeutet das praktisch eine höhere Verstärkung. Der Ladewiderstand R, der beim Überschreiten der Schwelle den Eingangsstrom für den Verstärker liefern muß, kann größer sein, was bei gleichem Kondensator eine längere Zeit bedeutet.

Der Schaltverstärker ist ein- oder mehrstufig. Meist werden die einzelnen Stufen gleichstromgekoppelt, während der Rückkopplungsweg teilweise auch über einen Kondensator oder eine Gegeninduktivität läuft.

4. Wahl der passenden Grundschaltung

Wie schon eingangs erwähnt, gibt es Zeitgeberschaltungen verschiedener Wirkungsweise. Die gebräuchlichsten Grundformen von Zeitrelais können wie folgt eingeteilt werden:

1. Anzugsverzögertes Relais. Mit einem Steuerkontakt wird die Betriebsspannung für das Relais eingeschaltet. Nach Ablauf der Zeit t schließt dessen Ausgangskontakt. Wird der Steuerkontakt geöffnet, so öffnet sich sofort auch der Ausgangskontakt.
2. Abfallverzögertes Relais. Es schließt seinen Ausgangskontakt sofort nach Schließen des Steuerkontaktes. Wird dieser geöffnet, so öffnet sich der Ausgangskontakt um die Zeit t später.
3. Zeitrelais, das nach Anlegen der Betriebsspannung anzieht und nach Ablauf der Zeit t wieder abfällt.
4. Zeitrelais, das auf einen kurzen Steuerbefehl (Impuls) hin anzieht und nach Ablauf der Zeit t wieder abfällt oder umgekehrt.
5. Periodische Zeitgeber. Einfache Zeitrelais lassen sich unter Umständen zu periodischen Zeitgebern erweitern, wenn durch einen zusätzlichen Kontakt der zeitbestimmende Kondensator entladen wird.

Das anzugsverzögerte Relais läßt sich in einfacher Form als Transistor-Zeitrelais bauen. Es gibt auch Schaltungen dieser Art, bei denen die Betriebsspannung anliegen muß, bevor durch Schließen eines Steuerkontaktes der Zeitablauf beginnen kann. Das ist dann der Fall, wenn die Entladung oder Umladung eines Kondensator die Zeit bestimmt.

Als echtes abfallverzögertes Relais läßt sich ein einfaches Transistor-Zeitrelais nicht bauen. Die elektrische Energie, die benötigt wird, um das Relais nach Öffnen des Steuerkontaktes S für die Dauer der Abfallverzögerung angezogen zu halten, müßte einem Kondensator oder einem anderen Speicher entnommen werden. Das ist aber nicht möglich, weil ein Kondensator, der eine solche Energiemenge zu speichern gestattet, ungeheuer groß ist. Man hilft sich meist, indem man ein anzugsverzögertes Relais mit Ruhekontakt im Ausgang benützt. Der Vorgang der Abfallverzögerung wird dann eingeleitet durch Schließen des Steuerkontaktes S und im „abgefallenen" Zustand des Relais muß die Betriebsspannung dauernd anliegen.

Bei den Schaltungen der vierten Gruppe muß die Betriebsspannung an der Transistorschaltung anliegen, ehe durch Kontaktgabe oder durch einen elektrischen Impuls der Zeitablauf eingeleitet wird.

Welche der im folgenden beschriebenen Schaltungen gewählt wird, hängt von verschiedenen Gesichtspunkten ab. Da ist zuerst die Frage, wodurch der Zeitablauf eingeleitet

werden soll: Durch einen Arbeitskontakt, einen Ruhekontakt oder durch einen Impuls. Als nächstes ist zu klären, ob die Betriebsspannung vor Beginn des Zeitablaufes anliegen kann. Schließlich sollte geprüft werden, ob auf dem Relais ein oder zwei Hilfskontakte frei sind und ob eine Hilfswicklung möglich ist, weil sich dann unter Umständen eine einfachere Schaltung ergibt.

5. Erprobte Schaltungen

5.1. Einfaches anzugsverzögertes Relais

Der Ablauf der Verzögerungszeit bei der Schaltung Bild 5 wird eingeleitet durch Einschalten der Betriebsspannung. Der MP-Kondensator C ist zunächst entladen. Durch die Zenerdiode liegt der Emitter des BFY 41 auf + 15 V. Infolgedessen sind beide Transistoren gesperrt. Die Diode BAY 17 schützt die Emitterdioden der beiden Transistoren vor zu hoher Sperrspannung. Hat die Ladespannung des Kondensators etwa 16,5 V erreicht, so wird er nicht mehr weiter geladen, sondern der durch den Ladewiderstand kommende Strom fließt jetzt in den Eingang des Gleichstromverstärkers, die Basis des Transistors BCY 51, und bringt das Relais zum Anziehen. Schaltung Bild 5 ist die einzige dieses Aufsatzes, die ohne Rückkopplung arbeitet.

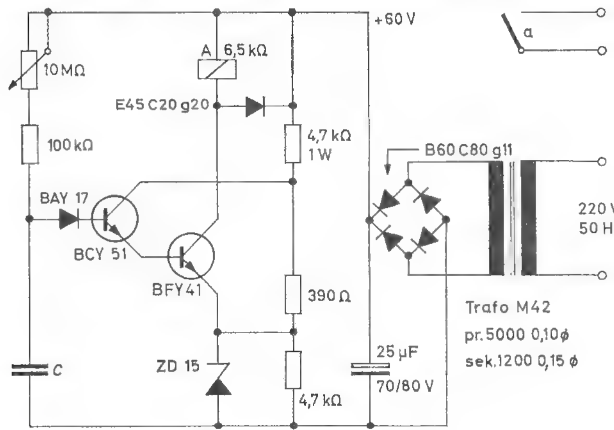


Bild 5: Anzugsverzögertes Relais
Relais A ist ein SEL-Herkonrelais HS 1,
B.-Nr. 2535–581–1

Mit U = 60 V, u = 16,5 V, C = 8 µF und R = 10 MΩ wird die längstmögliche Zeit $t = R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{u}{U}}$

$$= 10 \cdot 10^6\,\Omega \cdot 8 \cdot 10^{-6}\,\text{As/V} \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{16{,}5\,\text{V}}{60\,\text{V}}}$$

$= 80\,\text{s} \cdot 2{,}303 \cdot \lg 1{,}38 = 25{,}8\,\text{s} \sim 25\,\text{s}.$

Für eine kürzeste Zeit von 1/100 der längsten Zeit ist der in Reihe mit dem Potentiometer zu schaltende Widerstand gleich 10 MΩ : 100 = 100 kΩ. Mit anderen Kapazitäten erhält man etwa die Werte:

C = 4 µF	t = 0,12 ... 12 s
C = 16 µF	t = 0,5 ... 50 s
C = 22 µF	t = 0,7 ... 70 s
C = 32 µF	t = 1 ... 100 s

Wird die Speisespannung wieder ausgeschaltet, so muß sich der Kondensator über die Diode BAY 17, die beiden Emitterdioden und den 4,7-kΩ-Widerstand entladen, ehe die Schaltung erneut betriebsbereit ist. Eine sehr kurze Pause zwischen Ausschalten und Wiedereinschalten bewirkt eine Verkürzung der eingestellten Zeit wie folgt:

Pause	Zeitverkürzung
0,5 s	ca. 30 %
1 s	ca. 20 %
2 s	ca. 10 %
3 s	ca. 5 %

Der Netzspannung ist die eingestellte Zeit ungefähr umgekehrt proportional. Diese starke Abhängigkeit rührt daher, daß die als Schwelle dienende Zenerspannung der ZD 15 die Schwankungen der Netzspannung nicht mitmacht.

Über die Temperaturabhängigkeit der Verzögerungszeit lassen sich keine exakten Angaben machen. Sicher ist nur, daß der Einfluß der Halbleiter-Bauelemente etwa gleich groß oder sogar kleiner ist als der Einfluß von Kondensator und Ladewiderstand. Der Ladewiderstand hat einen Temperaturkoeffizienten von ca. − 0,1 %/grd und beeinflußt also die Zeit nicht allzu stark. Auch der Temperaturkoeffizient der Kapazität eines MP- oder MKT-Kondensators ist nicht sehr groß, ca. 0,5 ‰/grd. Aber der Isolationswiderstand und damit die Eigenzeitkonstante τ_C des Kondensators sinkt mit steigender Temperatur stark ab, bei 60 °C ungefähr auf 1/10 des Wertes von 25 °C. Ist als Ladezeitkonstante der Ladeschaltung, $\tau = R_V \cdot C$, 1/10 der Kondensatorzeitkonstante, $\tau_C = R_P \cdot C$, gewählt worden, so muß damit gerechnet werden, daß bei 60 °C die Zeit ca. 20 % länger wird. Im Interesse möglichst temperaturunabhängiger Zeit sollte man ggf. einen kleineren Ladewiderstand wählen.

Im Temperaturbereich 0 °C bis 45 °C ändert sich bei dieser Schaltung die Zeit ungefähr um ± 2 %.

5.2. Anzugsverzögertes Relais mit induktiver Rückkopplung

Die Schaltung Bild 6 arbeitet im Prinzip ebenso wie die vorhergehende. Die Verzögerungszeit beginnt mit dem Einschalten der Betriebsspannung. Der MKT-Kondensator C ist zunächst entladen. Als Schwelle dient hier die halbe Betriebsspannung, + 30 V. Nach Überschreiten der Schwelle beginnt im Transistor 2 N 929 ein zunächst sehr kleiner Basisstrom zu fließen, der einen Kollektorstrom zur Folge hat. Mit Hilfe einer zweiten Wicklung des Relais wird in diesem Augenblick Energie aus dem Kollektorkreis in den Basiskreis übertragen, und das Relais zieht an.

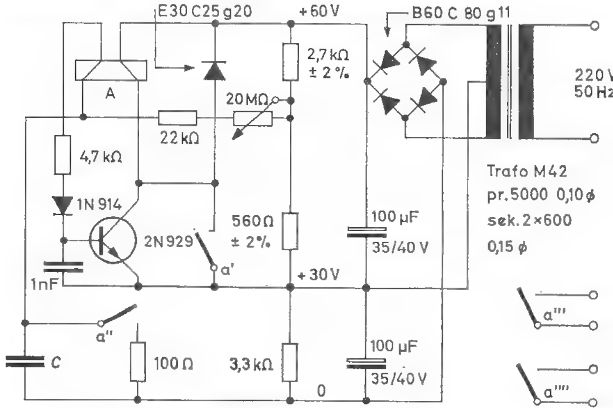


Bild 6: Anzugsverzögertes Relais mit induktiver Rückkopplung
Relais A ist ein SEL-Kleinrelais 54,
B.-Nr. 104.250 S 1 (930 Ω, 10 000 0,08 ∅)
mit Zusatzwicklung 3 000 0,05 ∅, die zusätzlich aufzubringen ist.

Es ist zwar ein Relais mit zwei Wicklungen und zwei Hilfskontakten erforderlich, doch dafür hat die Schaltung den Vorteil, daß nur ein Transistor benötigt wird. Außerdem kann die RC-Ladeschaltung sehr hochohmig sein, weil ein sehr geringer Basisstrom im Transistor ausreicht, um den Rückkopplungsvorgang einzuleiten und das Relais anziehen zu lassen. Das bedeutet lange Verzögerungszeit mit kleinem Kondensator.

Um mit einem handelsüblichen Potentiometer von 20 MΩ die aufgrund der Empfindlichkeit des Schaltverstärkers mögliche lange Zeit zu erzielen, ist der Ladewiderstand nicht an + 60 V angeschlossen, sondern an + 35 V. Diese Spannung wird mit Hilfe des Spannungsteilers 2,7 kΩ / 560 Ω erzeugt. Das hat dieselbe Wirkung, als wenn man einen Widerstand von 60 MΩ an + 60 V anschließt.

Die Diode 1 N 914 schützt die Emitterdiode des 2 N 929 vor zu hoher Sperrspannung. Der Entladekontakt a" muß später schließen als der Selbsthaltekontakt a'. Der 1-nF-Kondensator verhindert, daß der Zeitablauf durch einen Störimpuls vorzeitig beendet wird.
Mit U = 35 V, u = 30,5 V, C = 22 μF und R = 20 MΩ wird

die längstmögliche Zeit

$$t = R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{u}{U}}$$

$$= 20 \cdot 10^6 \Omega \cdot 22 \cdot 10^{-6} \text{As/V} \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{30{,}5\text{ V}}{35\text{ V}}}$$

$$= 440\text{ s} \cdot 2{,}303 \cdot \lg 7{,}8 = 900\text{ s}.$$

Für eine kürzeste Zeit von 1 s wird R = 20 MΩ : 900 = 22 kΩ. Mit einem 10-μF-Kondensator ist der Zeitbereich etwa 0,5 bis 400 s.

Die eingestellte Zeit ist praktisch unabhängig von der Netzspannung. Bezüglich Temperaturabhängigkeit gilt das unter 5. 1. Gesagte. Im Temperaturbereich 0 bis + 45°C ist die Zeit auf etwa ± 2 % konstant.

5. 3. Anzugsverzögertes Relais mit Impulsüberlagerung

Auch bei Schaltung Bild 7 [3] beginnt der Zeitablauf mit dem Einschalten der Betriebsspannung. Der zeitbestimmende Kondensator C ist zunächst entladen und wird über den 20-MΩ-Ladewiderstand geladen. Der Ladespannung des Kondensators sind negative Impulse überlagert, die der Multivibrator mit den Transistoren BFY 39–3 über den differenzierenden Kondensator 33 nF an dem 1,8-kΩ-Widerstand erzeugt. Es sind Nadelimpulse von ungefähr 4,5 V Amplitude, 20 ms Abstand und 50 μs Zeitkonstante. Wesentliche positive Impulse entstehen nicht, weil die positive Flanke der Rechteckspannung nicht steil ist.

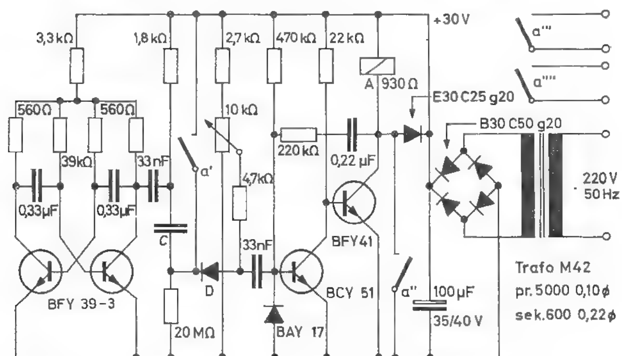


Bild 7: Anzugsverzögertes Relais mit Impulsüberlagerung Relais A ist ein SEL-Kleinrelais 54, B.-Nr. 104.250 S 1; Diode D ist die Kollektordiode eines BCY 51 mit $I_R < 1$ nA bei $U_R = 30$ V (Emitter offen)

Zwischen Kondensator C und Eingang des Schaltverstärkers liegt eine Siliziumdiode D, die außerdem über einen 4,7-kΩ-Widerstand mit dem Schleifer des Potentiometers verbunden ist. Diese Diode bildet in Verbindung mit ihrer einstellbaren Vorspannung die Schwelle des Schaltverstärkers. Solange die Summe von Ladespannung des Kondensators C und Impulsspannung kleiner ist als die am Potentiometer eingestellte Spannung (bezogen auf die Plusleitung), bleibt die Diode D gesperrt. Der Verstärker befindet sich im stabilen Zustand; der BCY 51 ist durchgesteuert und damit der BFY 41 gesperrt.

Wenn die Summe von Ladespannung und Impulsspannung die Vorspannung der Diode D übersteigt, wird diese leitend, und es gelangen negative Impulse über den 33-nF-Kondensator an die Basis des BCY 51 und sperren den Transistor kurzzeitig. Damit wird der BFY 41 kurzzeitig leitend, und es setzt die Rückkopplung über das RC-Glied 0,22 μF / 220 kΩ ein, die den Schaltverstärker für die Zeit von ca. 50 ms in diesem Zustand hält. Das Relais zieht an und hält sich über den Kontakt a" selbst. Der Verstärker kippt nach den 50 ms in den ursprünglichen Zustand, BFY 41 gesperrt, zurück. Der Kontakt a' entlädt den Kondensator und muß deshalb etwas später schließen als a".

Für die Verzögerungszeit gilt wieder die Gleichung

$$t = \tau \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{u}{U}}\,.$$

Darin ist τ = R · C die Zeitkonstante des RC-Gliedes, U die Spannung der Ladestromquelle und u die Spannung, auf die der Kondensator C am Ende der eingestellten Zeit aufgeladen ist. Um die für die Zeit t erforderliche Torspannung zu erhalten, muß zu u die Impulsspannung addiert werden, vermindert um ca. 0,3 V Durchlaßspannungsabfall der Diode D.

Für die längste Zeit ist die Torspannung 30 V. Die Zeit ist beendet, wenn der Kondensator auf u = 30 V – (4,3 V – 0,3 V) = 26 V aufgeladen ist. Das ist nach der Zeit

$$t = 20 \cdot 10^6 \Omega \cdot 22 \cdot 10^{-6} \text{As/V} \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{26\text{ V}}{30\text{ V}}} = 890\text{ s}.$$

Für eine gewünschte kürzeste Zeit von 40 s ergibt sich u nach der Gleichung

$$u = U\left[1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau}\right)\right]$$

$$= 30\text{ V}\left[1 - \exp\left(-\frac{40\text{ s}}{440\text{ s}}\right)\right] = 30\text{ V}\,(1 - 0{,}913) = 2{,}61\text{ V}.$$

Dazu sind 4 V Impulsspannung zu addieren, um die Torspannung zu erhalten, 2,61 V + 4 V = 6,61 V. Das ist der Spannungsabfall an dem Widerstand zwischen Potentiometer und der Plusleitung, aus dem sich dieser Widerstand zu 2,7 kΩ errechnen läßt.

Andere Zeitbereiche sind z. B.

R = 20 MΩ, C = 10 μF t = 18 bis 400 s
R = 20 MΩ, C = 4 μF t = 7 bis 160 s

Die eingestellte Zeit ist praktisch unabhängig von der Betriebsspannung. Bezüglich Temperaturabhängigkeit gilt das unter 5. 1. Gesagte. Im Temperaturbereich 0 ... 45°C ist die Zeit auf etwa ± 2 % konstant.

Der Aufwand an Bauelementen ist bei dieser Schaltung ziemlich hoch. Dafür bietet die Schaltung folgende Vorteile: Das zur Zeiteinstellung dienende Potentiometer ist niederohmig (10 kΩ), so daß ein Drahtpotentiometer mit guter Linearität und kleinen Toleranzen eingesetzt werden kann. Dadurch ist es möglich, auch in der Serienherstellung eine ziemlich genaue Zeitskala anzubringen, die nicht individuell geeicht werden muß. Das setzt natürlich voraus, daß die anderen Bauteile eng toleriert sind.

Da das Potentiometer nicht im hochohmigen Zeitkreis liegt, kann es auch zwecks Fernbedienung räumlich getrennt von der übrigen Schaltung angeordnet werden. Außerdem läßt sich die Zeit elektrisch fernsteuern, indem man eine entsprechende Torspannung von irgendeinem Geber, z. B. einer anderen elektronischen Schaltung einspeist. Bei solcher Fernsteuerung sollte die Steuerspannung im Gerät durch ein RC-Glied gesiebt werden, um Störimpulse von der Tordiode fernzuhalten.

Der Schaltverstärker ist bei dieser Schaltung nicht, wie bei den meisten Zeitschaltungen, galvanisch an die RC-Ladeschaltung angekoppelt, sondern über einen Kondensator. Da nach Überschreiten der Schwelle immer nur während der Nadelimpulse Energie vom Ladekondensator C an den Verstärker abgegeben wird, kann die Ladeschaltung um das Tastverhältnis der Impulse hochohmiger sein als wenn der Verstärker galvanisch angekoppelt wäre. Deswegen ist die Schaltung besonders für lange Zeiten geeignet.

Wenn ausgesuchte Bauelemente verfügbar sind, ist unter den folgenden Bedingungen eine Zeit bis zu 3600 s (1 h) möglich:

R = 100 MΩ
C = 22 μF mit $\tau_C > 10^5$ s bei T_U = 25°C
Tordiode: Si-Diode mit $I_R < 0{,}1$ nA bei U_R = 30 V, T_U = 25°C.

5.4. Zeitgeberschaltung, Relais während des Zeitablaufes angezogen

Der Zeitablauf wird bei dieser Schaltung (Bild 8) eingeleitet durch das Einschalten der Betriebsspannung. Der Kondensator ist zunächst entladen und somit der Transistor BCY 51 gesperrt und der BFY 41 durchgesteuert. Das Relais zieht sofort an.

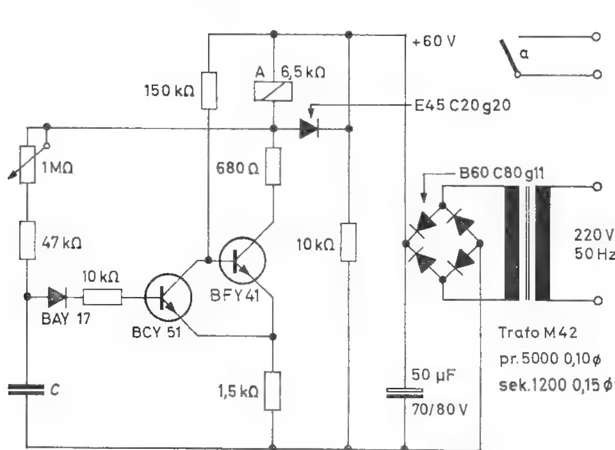


Bild 8: Zeitgeberschaltung 1,4 bis 30 s
Relais A ist ein SEL-Herkonrelais HS 1,
B.-Nr. 2535–581–1

Als Schwelle dient der durch den Relaisstrom erzeugte Spannungsabfall am gemeinsamen Emitterwiderstand. Der Ladewiderstand ist, ähnlich wie bei Bild 6, an einen Teil der Betriebsspannung angeschlossen, der hier durch einen vom Relaisstrom durchflossenen Spannungsteiler erzeugt wird. Überschreitet die Ladespannung die Schwelle, so beginnt im Transistor BCY 51 Basisstrom und somit auch Kollektorstrom zu fließen, was zu einer Abnahme des Basisstromes im BFY 41 führt. Dessen Kollektorstrom wird ebenfalls kleiner und damit auch die Spannung der Schwelle. Gleichzeitig wird die Spannung am Ladewiderstand größer. Das Sinken der Schwelle und das Steigen der Spannung am Ladewiderstand bedeutet eine Rückkopplung, die dazu führt, daß der Transistor BFY 41 schlagartig gesperrt wird und das Relais abfällt. Der BCY 51 ist jetzt ganz durchgesteuert.

In diesem Zustand bleibt die Schaltung, bis die Betriebsspannung unterbrochen wird. Dann muß sich der Kondensator über die Diode BAY 17, die zum Schutz des BCY 51 vorgesehen ist, und über die Emitterdiode des BCY 51 entladen. Dazu sind einige Sekunden nötig. Andernfalls wird, ähnlich wie bei Schaltung 5.1., die Zeit verkürzt.

Die Spannung der Schwelle ist ca. 10,4 V + 2 x 0,3 V = 11 V. Der Ladewiderstand ist an 15 V angeschlossen. Mit R = 1 MΩ und C = 22 μF wird die längste Zeit:

$$t = \tau \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{u}{U}}$$

$$= 10^6\,\Omega \cdot 22 \cdot 10^{-6}\,\text{As/V} \cdot 2{,}303 \cdot \lg \frac{1}{1 - \frac{11\,\text{V}}{15\,\text{V}}}$$

$$= 28{,}8\,\text{s} \sim 30\,\text{s}$$

und die kürzeste Zeit 30 s · 47 · $10^3 : 10^6$ = 1,4 s.

Andere Zeitbereiche sind z. B.

C = 10 μF	t = 0,6 bis 13,5 s
C = 4 μF	t = 0,25 bis 5,5 s

Die eingestellte Zeit ist praktisch unabhängig von der Betriebsspannung. Für die Temperaturabhängigkeit gilt das unter 5.1. Gesagte. Die Zeit ist im Bereich 0 bis +45°C auf etwa ± 3 % konstant.

5.4.1. Variante von 5.4. mit drei Transistoren

Bild 9 zeigt eine Weiterentwicklung der Schaltung Bild 8 mit dreistufigem Schaltverstärker, mit der ein Zeitbereich 2 bis 350 s möglich ist.

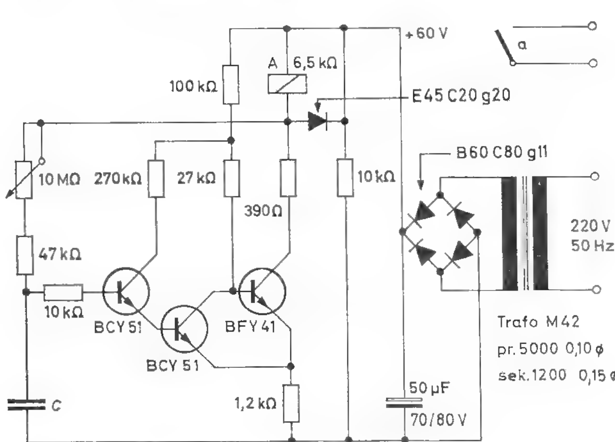


Bild 9: Zeitgeberschaltung 2 bis 350 s
Relais A ist ein SEL-Herkonrelais HS 1,
B.-Nr. 2535–581–1

Die Spannung der Schwelle beträgt 9 + 2 x 0,3 = 9,6 V. Der Ladewiderstand ist an 12 V angeschlossen. Mit $\tau = 10^7\,\Omega \cdot 22 \cdot 10^{-6}$ As/V = 220 s wird die längste Zeit:

$$t = \tau \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{u}{U}} = 220\,\text{s} \cdot 2{,}303 \cdot \lg 5 = 350\,\text{s}$$

und die kürzeste Zeit t = 350 s · 47 · $10^3 : 10^7$ = 1,65 s ~ 2 s.

Andere Zeitbereiche sind z. B.

C = 10 μF	t = 0,9 bis 160 s
C = 4 μF	t = 0,36 bis 64 s

Die eingestellte Zeit ist praktisch unabhängig von der Betriebsspannung. Für die Temperaturabhängigkeit gilt das unter 5.1. Gesagte. Die Zeit ist im Bereich 0 bis +45°C auf etwa ± 6 % konstant.

Wird statt des ersten Transistors BCY 51 ein 2 N 930 eingesetzt, der bei sehr kleinem Kollektorstrom noch eine hohe Stromverstärkung hat, so darf der Ladewiderstand auf 20 MΩ erhöht werden und mit C = 22 μF ist der Zeitbereich 4 bis 700 s.

5.5. Zeitgeberschaltung, Relais während des Zeitablaufes angezogen

Diese im Bild 10 a skizzierte Schaltung arbeitet nach dem Prinzip des monostabilen Multivibrators. Vor Beginn eines Zeitablaufes muß die Betriebsspannung U anliegen, damit sich der zeitbestimmende Kondensator C über die Emitterdiode des linken Transistors und die Relaiswicklung auf die Betriebsspannung aufladen kann. Der linke Transistor ist zunächst durchgesteuert und der rechte gesperrt.

Durch Betätigen der Taste T zieht das Relais an. Die Dauer der Kontaktgabe mit der Taste muß kürzer sein als die eingestellte Zeit. Der negative Spannungssprung am Kollektor des rechten Transistors überträgt sich durch den

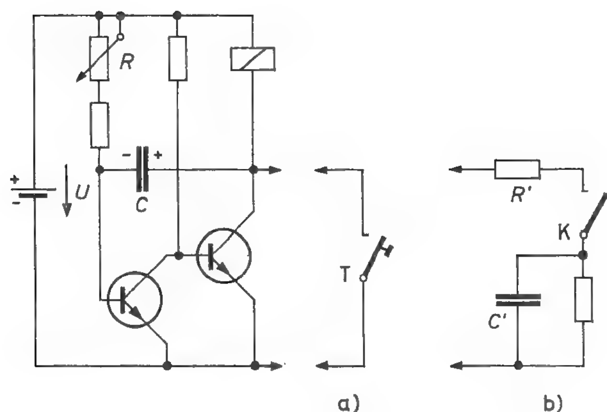


Bild 10: Zeitgeberschaltung (Prinzip),
a) Anwurf durch Momentkontakt T,
b) Anwurf durch Dauerkontakt K

Kondensator auf die Basis des linken Transistors und sperrt diesen. Der Kondensator lädt sich über den Widerstand R gegen die Betriebsspannung um. Wenn die Ladung des linken Belages von − U über Null den Wert ca. + 0,6 V erreicht hat, beginnt Basisstrom im linken Transistor zu fließen. Aufgrund der Rückkopplung über den Kondensator C kippt der Verstärker sehr schnell in den ursprünglichen Zustand, und das Relais fällt wieder ab. Damit ist der Zeitablauf beendet.

Soll der einmalige Zeitablauf durch einen Dauerkontakt ausgelöst werden, so ist die Anordnung nach Bild 10 b zu wählen. Der Hilfskondensator C' ist zunächst entladen. Nach Schließen des Kontaktes K lädt er sich über die Relaiswicklung und erzeugt an dieser einen Spannungsabfall, der durch den zeitbestimmenden Kondensator C an den Verstärkereingang gelangt. Infolge der Rückkopplung kippt die Schaltung in den metastabilen Zustand, worauf die Zeit wie oben erläutert abläuft. Da der Kontakt K über einen Entkopplungswiderstand R' angeschlossen ist, kann die Schaltung nach Ablauf der eingestellten Zeit in den stabilen Zustand zurückkippen, obwohl der Kontakt K noch geschlossen ist. Wird er geöffnet, so hat das keinen Einfluß auf die Schaltung. Erneutes Schließen leitet wieder einen Zeitablauf ein.

Bild 11 zeigt die vollständige Schaltung, die sich in einigen Punkten vom Prinzipschaltbild, Bild 10, unterscheidet. Die Diode 1 N 914 schützt den Transistor BCY 51 vor zu hoher Sperrspannung. Der 1-MΩ-Widerstand sorgt dafür, daß der Transistor BCY 51 im Ruhezustand gut durchgesteuert ist. Der Strom durch das im Interesse langer Verzögerungszeit sehr hochohmige Potentiometer wäre dazu zu klein. Der 10-nF-Kondensator verhindert, daß der Zeitablauf durch einen Störimpuls vorzeitig beendet wird.

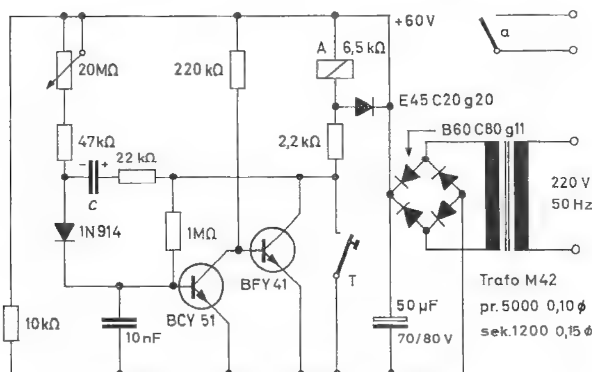


Bild 11: Zeitgeberschaltung 1 bis 300 s
Relais A ist ein SEL-Herkonrelais HS 1,
B.-Nr. 2535–581–1

Die Gleichung für die Zeit, während der ein Monovibrator im metastabilen Zustand bleibt, lautet

$$t = \tau \cdot \ln 2 = 0{,}69\ \tau.$$

Mit = R · C = 20 · 10⁶ Ω · 22 · 10⁻⁶ As/V = 440 s ist die längste Zeit

$$t = 440\ \text{s} \cdot 0{,}69 = 304\ \text{s} \sim 300\ \text{s}.$$

Für die kürzeste Zeit von 1 s wurde empirisch ein Widerstand von 47 kΩ ermittelt. Mit anderen Kondensatoren erhält man die Zeitbereiche

$C = 10\ \mu F$	$t = 0{,}45$ bis 136 s
$C = 4\ \mu F$	$t = 0{,}18$ bis 65 s.

Wie obige Gleichung zeigt, ist die Verzögerungszeit unabhängig von Betriebsspannungsschwankungen. Bezüglich Temperaturabhängigkeit gilt das unter 5. 1. Gesagte. Die Zeit ist im Bereich 0 bis 45°C auf ca. ± 2 % konstant.

5. 6. Zeitgeberschaltung, Relais während des Zeitablaufes abgefallen

Diese Schaltung nach Bild 12 ist bis auf die zusätzliche Phasenumkehrstufe und die etwas andere Dimensionierung identisch mit der von Bild 11. Durch die Phasenumkehrstufe wird bewirkt, daß das Relais während des Zeitablaufes abgefallen ist. Bezüglich Stabilität der Zeit verhält sich die Schaltung Bild 12 wie die Bild 11.

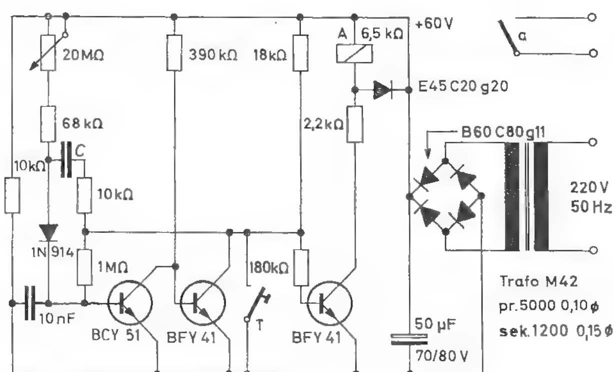


Bild 12: Zeitgeberschaltung 1 bis 300 s
Relais A ist ein SEL-Herkonrelais HS 1,
B.-Nr. 2535–581–1

6. Allgemeine Hinweise

Im folgenden wird auf einige Punkte hingewiesen, die man beim Bau von Zeitgeberschaltungen beachten sollte.

6. 1. Genauigkeit der Zeit

Es ist zunächst zu definieren, was darunter verstanden werden soll. Es besteht eine Fertigungsstreuung von Gerät zu Gerät. Sie läßt sich einengen durch an entsprechenden Stellen eingesetzte Trimmpotentiometer. Das bedeutet aber Abgleicharbeit in der Fertigung, die man vermeiden kann, indem man Widerstände und Kondensatoren mit engen Toleranzen verwendet.

Die Abhängigkeit der Zeit von der Betriebsspannung ist je nach Definition klein oder groß. Bis auf 5. 1. ist bei allen beschriebenen Schaltungen die Zeit fast unabhängig von der Betriebsspannung, vorausgesetzt, daß diese während des jeweiligen Ablaufes der eingestellten Zeit konstant ist. Ändert sich aber die Spannung während des Zeitablaufes, so hat das bei allen Schaltungen eine erhebliche Zeitabweichung zur Folge. Beispiel: Der zeitbestimmende Kondensator ist auf 85 % der Schwelle aufgeladen. In diesem Augenblick wird die Betriebsspannung und damit die Schwelle 15 % kleiner. Das Relais spricht sofort an, obwohl die gewünschte Zeit erst zu etwa 70 % abgelaufen ist. So etwas läßt sich nur dadurch verhindern, daß die

Betriebsspannung stabilisiert wird, z. B. durch eine Zenerdiode.

Die Abhängigkeit der Zeit von der Umgebungstemperatur wird durch mehrere Teile der Schaltung bestimmt, durch die Temperaturkoeffizienten von Ladewiderstand und Ladekondensator sowie die Zeitkonstante oder Isolationsgüte des Kondensators. Außerdem ist die Spannung der Schwelle temperaturabhängig, weil die Widerstände des Spannungsteilers, der die Schwelle bildet, temperaturabhängig sind. Schließlich ändern sich Durchlaßspannung von Siliziumdioden und Basis-Emitter-Spannung von Transistoren um ca. – 2 mV/grd und tragen zur Temperaturabhängigkeit der Zeit bei. Soweit die temperaturbedingten Zeitänderungen gegenläufig sind, heben sie sich teilweise auf. Für die beschriebenen Schaltungen kann für einen Umgebungstemperaturbereich von 0 bis 45°C mit Zeitabweichung von ± 1 % bis ± 3 % gerechnet werden.

Unter der Reproduzierbarkeit der Zeit wollen wir die Genauigkeit verstehen, mit der sich eine einmal eingestellte Zeit, nachdem das Potentiometer verstellt wurde, wieder einstellen läßt. Das hängt davon ab, wie genau der Zeiger des Drehknopfes auf einen Skalenstrich einstellbar ist. Bei einem normalen Potentiometer mit Zeigerdrehknopf und ca. 270° Drehwinkel liegt die Reproduzierbarkeit ungefähr bei ± 3 %. Eine sehr gute Reproduzierbarkeit ist mit Schaltung 5. 3. möglich bei Verwendung eines mehrgängigen Wendelpotentiometers. Lädt man dabei den Kondensator aus einer Stromquelle sehr hoher Spannung (einige 100 V), so daß der Ladestrom konstant ist, dann kann man die dekadische Teilung des Potentiometers als lineare Zeitskala benutzen.

6. 2. Beeinflussung durch Störimpulse

Alle beschriebenen Schaltungen außer 5. 3. haben gemeinsam, daß der Eingang des Schaltverstärkers, der an die Ladeschaltung angeschlossen ist, während des Zeitablaufes gesperrt ist. Die gesperrte Emitterdiode eines Transistors ist sehr hochohmig und infolgedessen empfindlich für Störimpulse, die induktiv oder kapazitiv eingestreut werden können. So ist es möglich, daß das Relais vorzeitig anspricht, wenn irgendwo in der Nähe ein Motor aus- oder eingeschaltet wird. Auch kurzzeitige starke Schwankungen der Netzspannung können bei manchen Schaltungen den Zeitablauf vorzeitig beenden. Gegen solche Störungen helfen meist zweckmäßig angewandte RC- oder LC-Siebglieder in Steuerleitungen oder der Netzzuleitung sowie eine Vergrößerung des Ladekondensators im Netzteil. Auf jeden Fall sollten die beschriebenen Schaltungen in allseitig geschlossene Metallgehäuse eingebaut werden.

6. 3. Weiterentwicklung zu periodischen und Mehrfach-Zeitgebern

Einige der beschriebenen Schaltungen lassen sich in periodische Zeitgeberschaltungen ändern, indem man den Haltekontakt wegläßt, z. B. 5. 3. Auch kann man durch sinnvolle Kombination von Zeitgeberschaltung und SEL-Zählmagnet ZM 53 [4] Mehrfachzeitgeber bauen, bei denen die einzelnen Zeiten unabhängig voneinander einstellbar sind.

7. Zusammenfassung

Es werden Zeitgeberschaltungen (Verzögerungsrelais) für ca. 1 s bis 1 h beschrieben, bei denen ein RC-Glied zeitbestimmend ist. Auf die Erörterung der Grundlagen folgen einige ausgeführte Schaltungen und zuletzt allgemeine Hinweise. Es sind noch weitere Schaltungen möglich und auch in der Literatur beschrieben [5], [6], die jedoch z. T. recht kompliziert sind.

8. Literatur

[1] Funktechnische Arbeitsblätter Ko 01, Mth 11 (Franzis-Verlag).

[2] Transistor Circuit Design, Mc Graw-Hill, New York, 1963, S. 409 bis 417.

[3] Applikationsschrift der Fa. Brush Crystal, Hythe South., Gr. Britain.

[4] Scheidig, R.: Der Zählmagnet ZM 53. FTZ 7 (1954), Heft 4, S. 182 bis 184 und SEG-Nachr. 2 (1954), Heft 1, S. 11 bis 13.

[5] Gelder, E. u. Hirschmann, W.: Schaltungen mit Halbleiterbauelementen. Siemens u. Halske AG 1961, S. 196 bis 204.

[6] Alderisio, P.: Long Delay Transistor Timer. SGS-Schrift BAS 20.

INTERMETALL Sonderdruck 35/1966

Horst Mielke

Der Zusammenhang zwischen B und β bei Transistoren



INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 31495
Fernschreiber 07 / 72716

Der Zusammenhang zwischen B und β bei Transistoren *

von Ing. Horst Mielke, INTERMETALL GmbH, Freiburg

* Sonderdruck aus Internationale Elektronische Rundschau 1965, Heft 6

Es wird ein Verfahren beschrieben, nach dem man mit sehr guter Näherung aus einer vorliegenden Abhängigkeit $B = f(I_C)$ die Funktion $\beta = \Phi(I_C)$ ermitteln kann. Außerdem wird ein Weg beschrieben, der es gestattet, aus einer B-Messung und einer β-Messung bei einem bestimmten Arbeitspunkt auf den Verlauf in Abhängigkeit des Kollektorstromes zu schließen.

Es bereitet oft erhebliche Schwierigkeiten, den Wert $\beta = h_{21e}$ direkt zu messen, wenn der Arbeitspunkt des Transistors für die Messung ungünstig liegt. Soll zum Beispiel bei dem Transistor 2 N 930 die Wechselstromverstärkung bei dem Kollektorstrom $I_C = 10\ \mu A$ gemessen werden, so ist zu bedenken, daß die Aussteuerung des Kollektorstroms beim Messen höchstens $\pm 1\ \mu A$ betragen darf, wenn das Meßergebnis nicht verfälscht werden soll. Für die Anzeige stehen also nur 0,7 µA als Effektivwert zur Verfügung. Da die Wechselstromverstärkung bei $I_C = 10\ \mu A$ etwa 200 ist, muß ein Basiswechselstrom von 0,7 µA : 200 = 0,0035 µA = 3,5 nA (Effektivwert) eingespeist werden. Dieser Basiswechselstrom soll auf 1 % konstantgehalten werden, damit man genaue Meßergebnisse erhält. Selbst wenn der Kollektorwechselstrom selektiv, beispielsweise bei 1000 Hz Meßfrequenz, gemessen wird, kann als Brummstrom im Kollektor höchstens 1 µA (Scheitelwert) zugelassen werden, da dieser Störstrom eine Modulation des Arbeitspunktes verursacht. Damit muß auch der in die Basis eingestreute oder induzierte Brummstrom kleiner als 3,5 nA bleiben. Das sind alles Forderungen, die sehr schwer zu erfüllen sind, besonders dann, wenn die Messung automatisch erfolgen soll, wie es aus Rationalisierungsgründen bei der Fertigung angestrebt wird. Solange die Arbeitspunkte bei hohem Kollektorstrom gewählt wurden (zum Beispiel wegen der hohen Restströme der Germaniumtransistoren), fielen diese Schwierigkeiten nicht auf. Silizium-Planartransistoren sind wegen ihrer um Größenordnungen geringeren Restströme ($I_{CEO} < 2$ nA bei dem Typ 2 N 930) aber auch sehr gut für den Betrieb bei kleinem Kollektorstrom (einige 10 µA) geeignet.

Es soll nun ein Verfahren angegeben werden, das es gestattet, aus einer vorliegenden und leicht zu messenden Abhängigkeit $B = f(I_C)$ für einen beliebigen Transistor die Abhängigkeit $\beta = \Phi(I_C)$ zu berechnen oder zu konstruieren. Dabei soll vorausgesetzt werden, daß Restströme sehr klein gegen die betrachteten Kollektorströme und Basisströme sind — eine Forderung, die bei Silizium-Planartransistoren stets erfüllt ist.

Ist die Funktion $B = f(I_C)$ bei U_{CE} = const gegeben, dann läßt sich für jeden Wert von I_C sofort der zugehörige Basisstrom angeben mit

$$I_B = \frac{I_C}{B} = \frac{I_C}{f(I_C)}. \qquad (1)$$

Daraus folgt

$$I_C = I_B \cdot f(I_C) \cdot \qquad (2)$$

Die Wechselstromverstärkung ist nun

$$h_{21e} = \beta = \frac{d\,I_C}{d\,I_B} \text{ bei } U_{CE} = \text{const.} \qquad (3)$$

Differenziert man Gl. (1) nach I_C, dann erhält man

$$d\,I_B = \frac{[f(I_C) - I_C \cdot f'(I_C)]\,d\,I_C}{[f(I_C)]^2} \qquad (4)$$

oder

$$\frac{d\,I_B}{d\,I_C} = \frac{f(I_C) - I_C \cdot f'(I_C)}{[f(I_C)]^2} = \frac{1}{h_{21e}}$$

und als Kehrwert

$$h_{21e} = \frac{d\,I_C}{d\,I_B} = \frac{[f(I_C)]^2}{f(I_C) - I_C \cdot f'(I_C)}. \qquad (5)$$

Setzt man nun

$$f(I_C) = B \qquad (6)$$

und

$$f'(I_C) = B'$$

in Gl. (5) ein, so erhält man

$$h_{21e} = \frac{B^2}{B - I_C \cdot B'}. \qquad (7)$$

B ist hierbei die Gleichstromverstärkung bei dem Kollektorstrom I_C, B' die Steigung der Kurve, die die Gleichstromverstärkung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom darstellt (I_C und B im Bild 1 in linearem Maßstab auftragen).

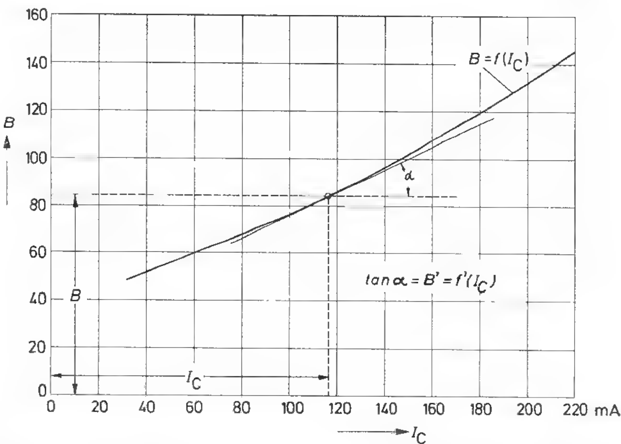


Bild 1: Gleichstromverstärkung B als Funktion des Kollektorstroms I_C im linearen Maßstab

Aus Gl. (7) resultieren folgende wichtigen Ergebnisse:

1. Für B' = 0, das heißt, im Maximum der B-Kurve, ist $h_{21e} = B$.
2. Ist B' > 0, das heißt, B steigt mit zunehmendem Kollektorstrom, dann wird $h_{21e} > B$.
3. $B' \cdot I_C = B$ würde bedeuten, daß h_{21e} gegen Unendlich geht. Da das nicht möglich ist, erhält man für jedes I_C als absoluten Grenzwert
$$B' < \frac{B}{I_C}.$$
4. Ist B' < 0, das heißt, B fällt mit zunehmendem Kollektorstrom, so wird $h_{21e} < B$. Für $-B' \cdot I_C = B$ oder $-B' = \frac{B}{I_C}$ ist h_{21e} bereits auf $\frac{B}{2}$ abgefallen.

Die Funktion $B = f(I_C)$ ist nun meistens über mehrere Stromdekaden angegeben. Dabei wird für den Kollektorstrom der logarithmische Maßstab bevorzugt, B wird linear aufgetragen.

Um bei dieser Darstellungsart aus dem Steigungswinkel der B-Kurve den in Gl. (7) einzusetzenden Wert für B' ermitteln zu können, wird der Ansatz

$$x = a \cdot \lg\left(\frac{I_C}{I_{C0}}\right) \qquad (8)$$

gemacht (Bild 2). Hierin ist x das lineare Abszissenmaß, ausgedrückt in Maßeinheiten der Ordinate (B), a der Dekadenabstand auf der Abszisse in Maßeinheiten der Ordinate (B), I_C der auf der Abszisse aufgetragene Wert für den Kollektorstrom und I_{C0} der für $x = 0$ angeschriebene Wert von I_C.

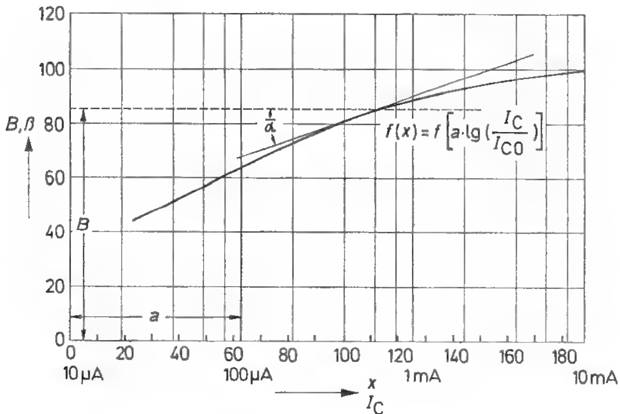


Bild 2: Gleichstromverstärkung als Funktion des Kollektorstroms im logarithmischen Maßstab

Gegeben ist durch die in halblogarithmischer Darstellung vorliegende Kurve

$$B' = \frac{dB}{dx} = \frac{dB}{d\left[a \cdot \lg\left(\frac{I_C}{I_{C0}}\right)\right]} = \tan \alpha \tag{9}$$

mit $\overline{B}'$ als dem Tangens des Steigungswinkels in der halblogarithmischen Darstellung.

Gesucht wird

$$B' = \tan \alpha = \frac{dB}{dI_C}\,. \tag{10}$$

Wird in Gl. (9) der Nenner nach I_C differenziert, dann erhält man

$$d\left[a \cdot \lg\left(\frac{I_C}{I_{C0}}\right)\right] = \frac{a}{I_C \cdot \ln 10}\, dI_C\,. \tag{11}$$

Gl. (11) in Gl. (9) eingesetzt, ergibt

$$\overline{B}' = \tan \overline{\alpha} = \frac{dB}{dI_C} \cdot \frac{I_C \cdot \ln 10}{a} = B' \cdot \frac{I_C \cdot \ln 10}{a} \tag{12}$$

und schließlich

$$B' = \frac{a}{I_C \cdot \ln 10} \cdot \overline{B}'\,. \tag{13}$$

Wird nun Gl. (13) in Gl. (7) eingesetzt, dann erhält man weiter

$$h_{21e} = \frac{B^2}{B - \frac{a}{\ln 10} \cdot \overline{B}'}\,. \tag{14}$$

Darin ist h_{21e} die Stromverstärkung β bei I_C, B die Großsignalstromverstärkung bei I_C, a der Dekadenabstand der Abszisse in B-Einheiten, B' der Tangens des Steigungswinkels der B-Kurve bei der Abszisse I_C in halblogarithmischer Darstellung.

Aus Gl. (14) ersieht man, daß der absolute Grenzwert für $\overline{B}'$

$$\overline{B}'_{max} = \frac{\ln 10}{a} \cdot B \tag{15}$$

beträgt ($\beta \to \infty$). Für endliches β setzt man

$$h_{21e} = \beta = n \cdot B \tag{16}$$

und erhält mit Gl. (14)

$$n \cdot B = \frac{B^2}{B - \frac{a}{\ln 10} \cdot \overline{B}'}$$

oder

$$n \cdot B - n \cdot \frac{a}{\ln 10} \cdot \overline{B}' = B$$

und

$$\overline{B}' = B \cdot \frac{n-1}{n} \cdot \frac{\ln 10}{a}\,. \tag{17}$$

Liegen für einen Transistor B und β für einen Kollektorstrom vor, der unterhalb des β-Maximums liegt, dann läßt sich anhand von Gl. (17) der B-Verlauf nach kleineren Strömen hin extrapolieren.

Im Bild 3 sind für ein Exemplar die Werte $B = 294$ und $\beta = 340$ bei $I_C = 3$ mA bestimmt worden.

Das β-Maximum liegt bei $I_C = 5$ mA, das B-Maximum bei $I_C = 10$ mA (Bild 4).

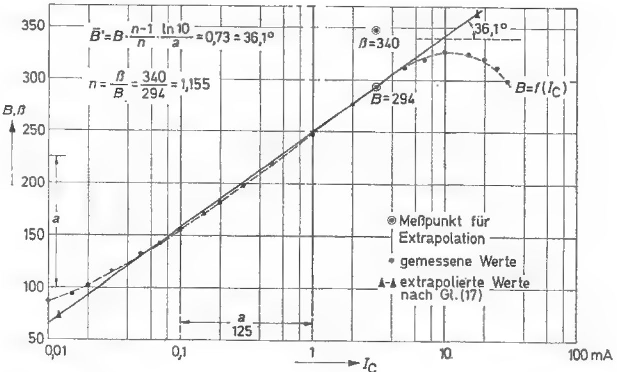


Bild 3: Extrapolation der Gleichstromverstärkung mit Hilfe einer B- und einer β-Messung

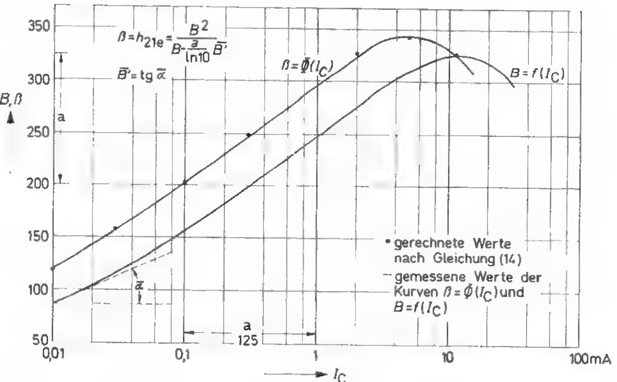


Bild 4: Ermittlung der Funktion $\beta = \Phi\,(I_C)$ aus der Darstellung $B = f\,(I_C)$

Der Faktor a ist bei der gewählten Darstellung 125, für n erhält man $\beta/B = 340/294 = 1{,}155$.

Mit diesen Werten erhält man für $\overline{B}'$ nach Gl. (17):

$$\overline{B}' = 294 \cdot \frac{1{,}155 - 1}{1{,}155} \cdot \frac{2{,}31}{125} = 0{,}73$$

und damit $\overline{\alpha} = 36{,}1°$

Im Bild 3 ist die Gerade durch den Punkt $B = 294$, $I_C = 3$ mA mit der errechneten Steigung $\alpha = 36{,}1°$ eingetragen. Außerdem ist die gemessene Großsignalverstärkung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom eingezeichnet. Man sieht die gute Übereinstimmung zwischen Rechnung und Messung.

Im Bild 4 ist zu der gemessenen Kurve $B = f\,(I_C)$ nach Gl. (14) die theoretische Kurve $\beta = \Phi\,(I_C)$ konstruiert. Außerdem sind die gemessenen β-Werte eingetragen. Auch hier ist eine gute Übereinstimmung zwischen Theorie und Praxis festzustellen.

INTERMETALL Sonderdruck 36/1966

Horst Mielke
Rudolf Sydow

Transistoren-NF-Verstärker mit hohem Eingangswiderstand



INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 501 20
Fernschreiber 07 / 72716

Transistor-NF-Verstärker mit hohem Eingangswiderstand*

von Ing. Horst Mielke und Ing. Rudolf Sydow, INTERMETALL GmbH, Freiburg i. Br.

* Sonderdruck aus radio mentor 1965, Heft 10

NF-Verstärker, die an hochohmige Spannungsquellen angeschlossen werden sollen, z. B. an Kristalltonabnehmer, müssen einen hohen Eingangswiderstand aufweisen, der auch noch bei tiefen Tonfrequenzen vorhanden sein soll. Zu fordern sind bei so einem Verstärker beispielsweise: Eingangswiderstand 1 MΩ, Spannungsverstärkung 10, Frequenzgang für hochwertige Musikwiedergabe geeignet. Ausgangsspannung U_{eff} = 5 V bei einem Klirrfaktor von weniger als 0,5 %. Aus den verschiedenen Lösungsmöglichkeiten ist diejenige auszuwählen, die ein günstiges Ergebnis bei möglichst kleinem Aufwand liefert. Die Entscheidung, ob Germanium- oder Silizium-Transistoren zu verwenden sind, fällt dabei zugunsten der Silizium-Transistoren aus, da diese sehr kleine Restströme und eine gute Stromverstärkung auch bei kleinem Kollektorstrom haben. Auf Grund dieser Eigenschaften kommt man mit einem geringeren Aufwand aus als bei Germanium-Transistoren. Ein solcher Verstärker wird beschrieben.

Die Leistungsverstärkung erhält man für den Fall der Anpassung aus Spannungsverstärkung, Eingangs- und Ausgangswiderstand nach der Gleichung

$$V_p = 10 \lg \left(V_U^2 \cdot \frac{R_E}{R_A} \right) \text{ zu}$$

$$V_p = 10 \lg \left(100 \cdot \frac{10^6\,\Omega}{10^3\,\Omega} \right) = 10 \lg 10^5 = 50 \text{ dB.}$$

Da die Leistungsverstärkung eines einstufigen Transistorverstärkers ungefähr bei 30 dB liegt, werden für die gewünschte Schaltung mindestens zwei Transistoren gebraucht. Aus wirtschaftlichen Erwägungen sollten die beiden Stufen direkt gekoppelt sein, weil man dann einen Koppelkondensator und einen oder mehrere Widerstände einspart.

Der Eingangswiderstand h_{11e} einer Transistor-NF-Verstärkerstufe in Emitterschaltung folgt der Gleichung

$$h_{11e} = \frac{U_T}{I_E} \cdot h_{21e}.$$

Darin ist $U_T = \frac{k \cdot T_j}{q}$ die Temperaturspannung (26 mV bei T_j = 25°C) und I_E der Emittergleichstrom des Transistors. Nimmt man zunächst die Stromverstärkung als konstant zu h_{21e} = 100 an, so erhält man

$$I_E = \frac{U_T \cdot h_{21e}}{h_{11e}} = \frac{26 \cdot 10^{-3} \cdot 100}{10^6} = 2{,}6\ \mu\text{A}.$$

Wenn es preisgünstige Transistoren gäbe, die bei 2,6 μA Kollektorstrom noch eine Stromverstärkung h_{21e} = 100 haben und außerdem eine ausreichend kleine Spannungsrückwirkung h_{12e}, so wäre das Problem des hohen Eingangswiderstandes für den Geräte-Entwickler gelöst. Da aber bei handelsüblichen Transistoren die Stromverstärkung zu kleinem Kollektorstrom hin stark abfällt, ist auf diesem Wege keine preisgünstige Lösung möglich.

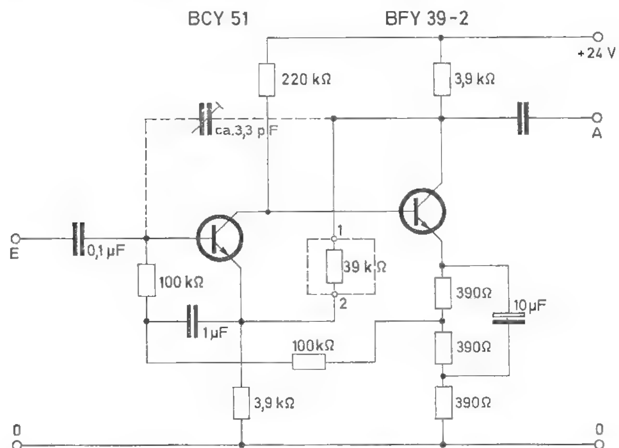
Eine andere Möglichkeit, einen hohen Eingangswiderstand zu erzielen, ist, daß man vor dem Eingang der ersten, in Emitterschaltung betriebenen Stufe einen Widerstand von der Größe des gewünschten Eingangswiderstandes schaltet. Wenn wir als kleinstmöglichen Kollektorstrom 50 μA annehmen und dabei für den Transistor BCY 51 mit einer Stromverstärkung h_{21e} = 50 rechnen, ist der Eingangswiderstand des Transistors

$$h_{11e} = \frac{U_T \cdot h_{21e}}{I_E} = \frac{26 \cdot 10^{-3} \cdot 50}{5 \cdot 10^{-5}} = 26\ \text{k}\Omega.$$

Zwischen dem vorgeschalteten 1-MΩ-Widerstand und dem Eingangswiderstand der ersten Verstärkerstufe findet eine Spannungsteilung im Verhältnis $10^6 : 2{,}6 \cdot 10^4 = 38{,}5$ statt. Um insgesamt auf eine Spannungsverstärkung von 10 zu kommen, muß die Spannungsverstärkung beider Stufen zusammen 38,5 · 10 = 385 sein. Dieser Wert dürfte erreichbar sein. Jedoch ist diese früher manchmal angewendete Art der Schaltung aus zwei Gründen nicht zu empfehlen. Einmal erzeugt die überwiegend kapazitive Spannungsrückwirkung (h_{12e}) eine obere Grenzfrequenz von ca. 10 kHz oder weniger. Das ist für hochwertige Musikwiedergabe untragbar. Außerdem ist der hohe Widerstand vor dem Eingang des Verstärkers ungünstig, weil er eine hohe Rauschspannung erzeugt.

Günstiger wäre eine Eingangsstufe in Kollektorschaltung, mit der sich bei Verwendung eines Silizium-Planartransistors ein Eingangswiderstand von 1 MΩ ohne weiteres erzielen läßt. Allerdings ist die Leistungsverstärkung eines in Kollektorschaltung betriebenen Transistors gegenüber der eines in Emitterschaltung betriebenen Transistors ziemlich gering. Man kann im vorliegenden Fall mit ca. 17 dB rechnen. Es reicht dann die Verstärkung der zweiten Stufe mit ca. 30 dB nicht aus, um die insgesamt geforderte Leistungsverstärkung zu erzielen.

Als günstige Lösung wurde eine Schaltung entwickelt, bei der beide Transistoren des Verstärkers in Emitterschaltung arbeiten. Der hohe Eingangswiderstand wird durch Gegenkopplung erzeugt.



Schaltbild des Transistor-NF-Verstärkers mit hohem Eingangswiderstand

Zum besseren Verständnis der Schaltung denken wir uns zunächst den 3,9-kΩ-Emitterwiderstand des Eingangstransistors BCY 51 mit einem Kondensator ausreichender Kapazität überbrückt.

Dann arbeitet der BCY 51 als Verstärker in normaler Emitterschaltung mit einem Eingangswiderstand von ca. 25 kΩ und einer Spannungsverstärkung von ca. 100. Sein Kollektor ist direkt mit der Basis des ebenfalls in Emitterschaltung betriebenen Transistors BFY 39–2 verbunden. Dieser hat eine Spannungsverstärkung von ca. 8, so daß sich eine gesamte Spannungsverstärkung von 8 · 100 = 800 ergibt.

Da nur 10 gefordert ist, bauen wir nun eine Gegenkopplung ein, die die Spannungsverstärkung auf den achtzigsten Teil reduziert und dafür den Eingangswiderstand auf ca. 25 kΩ · 80 = ca. 2 MΩ erhöht. Diese Gegenkopplung tritt ein, wenn man den Kondensator entfernt, der bisher den 3,9-kΩ-Emitterwiderstand des BCY 51 überbrückt hatte. Es handelt sich hierbei vorwiegend um eine spannungsproportionale Spannungsgegenkopplung, d. h. das Gegenkopplungssignal ist der Ausgangsspannung proportional und es wirkt sich auf die Eingangsspannung aus.

Der Spannungsteiler 39 kΩ / 3,9 kΩ, der an der Ausgangsspannung des Verstärkers liegt, bewirkt, daß 1/10 der Ausgangswechselspannung gleichphasig mit der Eingangsspannung am Emitter des BCY 51 liegt. Das bedeutet aber, daß nun als Eingangsspannung nicht mehr 1/800 der Ausgangsspannung erforderlich ist, sondern 1/10 + 1/800 oder, vereinfacht, 1/10. Die Spannungsverstärkung ist also jetzt 10. Bei gleichbleibendem Eingangsstrom ist gegenüber dem nicht gegengekoppelten Zustand die 80-fache Eingangsspannung erforderlich. Das bedeutet eine Erhöhung des Eingangswiderstandes auf ca. 25 kΩ · 80 = ca. 2 MΩ.

Damit sind die Forderungen nach Spannungsverstärkung 10 und Eingangswiderstand 1 MΩ, zumindest im mittleren Frequenzbereich, erfüllt, und wir betrachten nun den Frequenzgang des Verstärkers. Infolge der Gegenkopplung ist der Frequenzgang der Spannungsverstärkung linear mit 0,5 dB Abfall bei 10 Hz und 200 kHz, wenn man einen Steuergenerator mit R_i = 50 Ω hat.

Ungünstiger sind die Verhältnisse bei Steuerung mit einem Generator hohen Innenwiderstandes, weil nämlich der Eingangswiderstand des Verstärkers frequenzabhängig ist. Von ca. 2 MΩ bei 1 kHz sinkt der Eingangswiderstand ohne den 3,3-pF-Neutralisationskondensator auf ca. 0,5 MΩ bei 20 kHz ab, verursacht durch den kapazitiven Anteil der Spannungsrückwirkung des BCY 51. Mit Neutralisationskondensator dagegen ist der Eingangswiderstand bei 20 kHz noch ca. 1 MΩ. Bei tiefen Frequenzen verursacht der ansteigende Blindwiderstand des 1-µF-Kondensators ein Absinken des Eingangswiderstandes auf ca. 0,5 MΩ bei 10 Hz. Abhilfe ist möglich, indem man einen 4,7-µF-Kondensator (MKT oder Tantal) einsetzt. Dann ist der Eingangswiderstand bei 10 Hz noch ca. 1,8 MΩ.

Die der Erhöhung des Eingangswiderstandes dienende spannungsproportionale Spannungs-Gegenkopplung ist auch für Gleichstrom wirksam. Eine stromproportionale Spannungsgegenkopplung vom Emitter des BFY 39–2 auf die Basis des BCY 51, die nur für Gleichstrom wirksam ist, gewährleistet in Verbindung mit der vorher erwähnten Gegenkopplung einen sehr stabilen Arbeitspunkt des Verstärkers, unabhängig von Temperaturschwankungen und Exemplarstreuungen der Transistoren. Aufgrund der Gegenkopplung ist der Klirrfaktor mit Sicherheit < 0,5 %, und der Ausgangswiderstand des Verstärkers ist sehr klein, er liegt bei einigen 100 Ω. Der 10-µF-Elektrolytkondensator kann entfallen, wenn eine maximale unverzerrte Ausgangsspannung von ca. 2 V Effektivwert ausreicht.

Wenn man statt des zwischen den Klemmen 1 und 2 liegenden reellen Gegenkopplungswiderstandes von 39 kΩ einen komplexen Widerstand einschaltet, kann man der Spannungsverstärkung einen beliebigen Frequenzgang geben, allerdings auf Kosten des Eingangswiderstandes, der dann den spiegelbildlichen Frequenzgang hat. Es ist nur darauf zu achten, daß der Gleichstromwiderstand zwischen 1 und 2 39 kΩ bleibt, da sich sonst der Arbeitspunkt des Verstärkers ändert. Die Kapazität des Neutralisationskondensators muß dann der Verstärkung am oberen Ende des Frequenzbandes angepaßt werden, da andernfalls Schwingungen einsetzen können.

Für eine Ausgangsspannung von 5 V Effektivwert entsprechend $2 \cdot \sqrt{2} \cdot 5\,V = 14{,}2\,V_{ss}$ sind mehr als 15 V Betriebsspannung nötig. Wir wählen 24 V.

Im Interesse hohen Eingangswiderstandes sollte der Eingangstransistor bei möglichst kleinem Kollektorstrom betrieben werden. Günstig ist dafür der BCY 51, für den bei U_{CE} = 1,5 V, I_E = 0,1 mA eine Gleichstromverstärkung B > 60 garantiert wird. Für I_C = 0,1 mA wird der Kollektorwiderstand ca. 20 V : 0,1 mA = 200 kΩ, wobei später noch zu berücksichtigen ist, daß über diesen Widerstand auch der Basisstrom des folgenden Transistors fließt. Dieser soll, damit wir seinen Kollektorwiderstand mit Gegenkopplungsweg und Ausgang belasten können, mit wesentlich höherem Kollektorstrom arbeiten. Wir wählen ca. 3 mA. Für I_C = 3 mA und U_{CE} = 24 V ist der BFY 39–2 geeignet, für den bei U_{CE} = 10 V, I_C = 10 mA eine Gleichstromverstärkung B = 100 ... 200 garantiert wird. Für optimalen Aussteuerbereich liegt die Kollektor-Emitter-Spannung etwa bei der halben Betriebsspannung von 12 V.

Daraus resultiert mit I_C = 3 mA der Kollektorwiderstand zu 12 V : 3 mA = 4 kΩ, gewählt wird aus der Normreihe ein Wert von 3,9 kΩ. Für I_C = 3 mA kann man beim BFY 39–2 mit einer Stromverstärkung B > 90 rechnen, das bedeutet einen Basisstrom von ca. 3 mA : 90 = 33 µA. Da durch den 220-kΩ-Widerstand insgesamt ca. 0,1 mA fließt, bleiben für Kollektorstrom des BCY 51 ca. 67 µA.

Der Gegenkopplungsteiler 39 kΩ / 3,9 kΩ soll so bemessen sein, daß sein Querstrom klein gegenüber dem Kollektorstrom des BFY 39–2 und groß gegenüber dem Kollektorstrom des BCY 51 ist. Im vorliegenden Fall ist der Querstrom ca. 12 V : 43,9 kΩ = 0,273 mA und damit die Spannung am Emitter des BCY 51 3,9 kΩ · (0,273 mA + 0,066 mA) = 1,32 V.

Der Basiswiderstand des BCY 51 soll groß gegen den Eingangswiderstand dieses Transistors sein. Den Eingangswiderstand errechnet man nach der Gleichung

$$h_{11e} = \frac{U_T \cdot h_{21e}}{I_E} \text{ zu}$$

$$h_{11e} = \frac{26 \cdot 10^{-3} \cdot 50}{66 \cdot 10^{-6}} = 19{,}7 \sim 20\ k\Omega.$$

Außerdem soll der Basisstrom aber einen möglichst kleinen Spannungsabfall an diesem Widerstand erzeugen. Wir wählen 100 kΩ, das ist 5mal so groß wie 20 kΩ, und der Spannungsabfall ist ca. (66 µA : 50) · 100 kΩ = ca. 0,13 V. Am zweiten 100-kΩ-Widerstand, der zur Siebung des vom Emitter des BFY 39-2 kommenden Basisstromes dient, fallen ebenfalls ca. 0,13 V ab. Nun können wir den erforderlichen Spannungsabfall am Emitterwiderstand des BFY 39-2 ermitteln: 1,32 V am Emitterwiderstand des BCY 51 + ca. 0,5 V an der Emitterdiode des BCY 51 + 2 · 0,13 V = 1,32 + 0,5 + 0,26 = 2,08 V.

Für 12 V Spannungsabfall am 3,9-kΩ-Kollektorwiderstand des BFY 39–2 ist der genaue Kollektorstrom (12 V : 3,9 kΩ) – 0,273 mA = 2,8 mA. Damit wird der Emitterwiderstand 2,08 V : 2,8 mA = 710 Ω. Endgültig ergeben sich für diesen Widerstand 2 x 390 Ω = 780 Ω im Zusammenhang mit der Bemessung des Emitter-Kondensators.

Jetzt sind noch die Kondensatoren zu dimensionieren. Der 1-µF-Kondensator bewirkt, daß der hohe Eingangswiderstand von ca. 2 MΩ an der Basis des BCY 51 nicht durch den Basiswiderstand von 100 kΩ beeinträchtigt wird. Außerdem unterbindet er eine Wechselstromgegenkopplung vom Emitter des BFY 39–2 auf die Basis des BCY 51. Sein kapazitiver Blindwiderstand muß bei der unteren Grenzfrequenz klein gegen 100 kΩ sein. Falls eine untere Grenzfrequenz von < 50 Hz gefordert wird, ist dieser Kondensator auf ca. 4,7 ... 10 µF zu vergrößern.

Bei der Ermittlung des Kondensators, der einen Teil des Emitterwiderstandes des BFY 39–2 überbrückt, sind eine Reihe von Überlegungen anzustellen. Falls man auf eine größtmögliche Ausgangswechselspannung von 5 V Effektivwert verzichtet und mit 2 V Effektivwert zufrieden ist,

kann dieser Kondensator ganz entfallen. Das ergibt auch den unkritischsten Verstärker in Bezug auf Schwingneigung bei tiefer Frequenz.

Wenn der volle Aussteuerbereich von 5 V Effektivwert am Ausgang benötigt wird, muß der Emitterwiderstand des BFY 39–2 kapazitiv überbrückt werden. Es hängt dann die erforderliche Kapazität des Kondensators davon ab, bis zu welcher tiefen Frequenz der volle Aussteuerbereich gebraucht wird. Eine untere Grenzfrequenz im Sinne eines Amplitudenabfalles hat der Verstärker nicht, es wird nur der Aussteuerbereich kleiner. Um in Bezug auf die Phasendrehung der drei im Verstärker vorhandenen RC-Glieder günstige Verhältnisse zu schaffen, ist in die Emitterleitung des BFY 39–2 noch ein 390-Ω-Widerstand eingefügt, der auf die Basis-Stromversorgung des BCY 51 keinen Einfluß hat. Er verringert den Aussteuerbereich des BFY 39–2 etwas und vergrößert dafür den des BCY 51. Von dem 3 x 390 Ω = 1170 Ω betragenden Emitterwiderstand sind nur die oberen 2/3 durch den Kondensator überbrückt. Das ist am günstigsten in Bezug auf Schwingneigung bei tiefer Frequenz. Für eine untere Grenzfrequenz von 50 Hz reicht ein Kondensator von 10 μF aus, für 10 ... 20 Hz braucht man ca. 50 μF.

Die erforderliche Kapazität des Eingangs-Koppelkondensators ist normalerweise 0,1 μF. Wenn der Generatorwiderstand des an den Eingang angeschlossenen Generators klein ist gegenüber dem Eingangswiderstand des Verstärkers, dann ist es im Interesse geringer Schwingneigung günstig, den Kondensator zu 0,5 ... 2 μF zu wählen. Das sollte man besonders dann tun, wenn die beiden anderen Kondensatoren auf 4,7 bzw. 50 μF erhöht sind. Gute Dienste leistet in diesem Sinne auch ein mit dem Eingangskondensator in Reihe geschalteter Widerstand von 50 ... 200 kΩ.

Die Größe des Neutralisationskondensators ist empirisch ermittelt. Wenn man ihn zu groß macht, schwingt der Verstärker auf einer hohen Frequenz.

In Bezug auf Kollektorstrom, Sperrspannung und Verlustleistung werden die Transistoren mit Sicherheit nicht überlastet.

Elektrische Werte:

Betriebsspannung:	24 V
Stromaufnahme:	ca. 3 mA
Spannungsverstärkung:	10 ± 0,5 dB von 10 Hz bis 200 kHz
Eingangswiderstand:	bei 1 kHz ca. 2 MΩ, bei anderen Frequenzen von den Betriebsbedingungen abhängig, siehe Text.
Ausgangswiderstand:	ca. 200 Ω
zulässige Belastung des Ausgangs:	> 10 kΩ
Verzerrungsfreie effektive Ausgangsspannung:	max. 2 V bzw. max. 5 V
Klirrfaktor:	< 0,5 %
zulässige Umgebungstemperatur	– 20 bis + 70° C

Aufgrund der beschriebenen Eigenschaften ist dieser Verstärker speziell geeignet für Kristall-Tonabnehmer. Das piezoelektrische System eines Kristalltonarmes hat einen kapazitiven Generatorwiderstand, dessen Kapazität ca. 2000 pF beträgt. Der Verstärker ist also für Gleichstrom mit einem sehr hohen Widerstand abgeschlossen, und das ergibt ein sehr stabiles Verhalten des Verstärkers bei tiefer Frequenz. Bei hoher Frequenz ist der kapazitive Generatorwiderstand klein, und es entfällt deshalb der Neutralisationskondensator.

INTERMETALL Sonderdruck 37/1966

Ludwig Killermann

Aufsprech- und Wiedergabeverstärker mit Si-Planar-Transistoren für Kleinsttonbandgeräte



INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) *501 20
Telex 07/72716

Aufsprech- und Wiedergabeverstärker mit Si-Planar-Transistoren für Kleinsttonbandgeräte

von Ludwig Killermann, INTERMETALL GmbH

1. Einleitung

Auch in der Tonbandgeräteindustrie ist ein immer größer werdender Trend zur Miniaturisierung festzustellen. Das gab den Anlaß, einen 3-stufigen Verstärker mit Silizium-Planar-Transistoren zu entwickeln.

Der nachfolgend beschriebene Verstärker hat bei Wiedergabe eine Ausgangsleistung von 3 mW an R_a = 500 Ω. Seine Entwicklung wurde dadurch ermöglicht, daß jetzt preisgünstige Silizium-Planar-Transistoren zur Verfügung stehen (BFY 39). Gegenüber den bisher verwendeten Germanium-Transistoren bieten diese Transistoren gewisse Vorteile: Höhere Grenzfrequenz, geringere Restströme, sowie Einsatzmöglichkeit bei höheren Umgebungstemperaturen.

Der mit Silizium-Planar-Transistoren aufgebaute Verstärker ist in der Hauptsache für die bereits auf dem Markt erschienenen Miniaturtonbandgeräte (Frequenzbereich von 500 Hz bis 3 kHz), auch elektronisches Notizbuch genannt, gedacht. Diese Geräte haben sehr kleine Abmessungen: ca. 130 mm x 65 mm x 40 mm. An den Konstrukteur werden daher erhebliche Anforderungen gestellt. Für den Antriebsmechanismus, die Tonbandkassette und die Unterbringung der Batterien zur Stromversorgung wird der größte Teil des zur Verfügung stehenden Raumes benötigt. Einen geeigneten Platz für die Montage des Verstärkers zu finden, bereitet in vielen Fällen Schwierigkeiten, die sich mit dem beschriebenen Verstärker umgehen lassen. Er kann mit seinen geringen Maßen von 20 mm x 25 mm x 12 mm an jeder beliebigen Stelle untergebracht werden. Bild 1 zeigt ihn im Größenvergleich zu einer Streichholzschachtel.



Bild 1: Labormuster des Verstärkers im Größenvergleich zu einer Streichholzschachtel.

2. Beschreibung des Verstärkers

Die Schaltung des Verstärkers weicht erheblich von der bei Germanium-Transistoren üblichen Schaltungstechnik ab. Aus wirtschaftlichen Erwägungen und um den Platz für die bei RC-Kopplung erforderlichen Spannungsteiler und Koppelkondensatoren zu sparen, ist der Verstärker in seinen einzelnen Stufen direkt gekoppelt (Bild 2).

So bekommt man mit einem Minimum an Bauelementen eine ausreichend große Verstärkung. Durch die direkte Kopplung der Transistoren kann die Gleichstromstabilisierung des Arbeitspunktes für alle 3 Stufen gemeinsam durchgeführt werden. Am Kollektor des Transistors T_3 liegt ein Spannungsteiler, er besteht aus den Widerständen R_7 und R_8. Um eine Wechselstromgegenkopplung

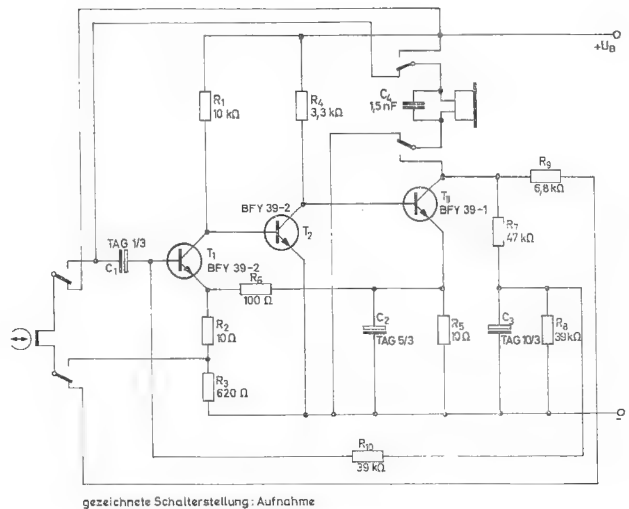


Bild 2: Schaltbild des Verstärkers

vom Ausgang auf den Eingang zu vermeiden, ist der Widerstand R_8 mit einem 10-μF-Tantalkondensator überbrückt. Die Wirkungsweise dieser Gleichstromgegenkopplung besteht darin, daß Gleichspannungsschwankungen am Kollektor des Transistors T_3 auf die Basis des Transistors T_1 übertragen werden. Dieser wird in seinem Arbeitspunkt geregelt und überträgt die Änderung durch die direkte Kopplung auf die Transistoren T_2 und T_3. Die Kollektorspannung des Transistors T_3 bleibt daher auch bei Belastungsschwankungen stets konstant. Das ist sehr wichtig, denn bei Aufnahme beträgt der Ausgangswiderstand ca. 7 kΩ und bei Wiedergabe 500 Ω. Der Ausgangswiderstand ändert sich also im Verhältnis 1 : 14 und somit auch die Gesamtverstärkung. Ein konstanter Ausgangswiderstand läßt sich dann verwirklichen, wenn zusätzlich 2 Kondensatoren und 2 Widerstände aufgewendet werden (Bild 3).

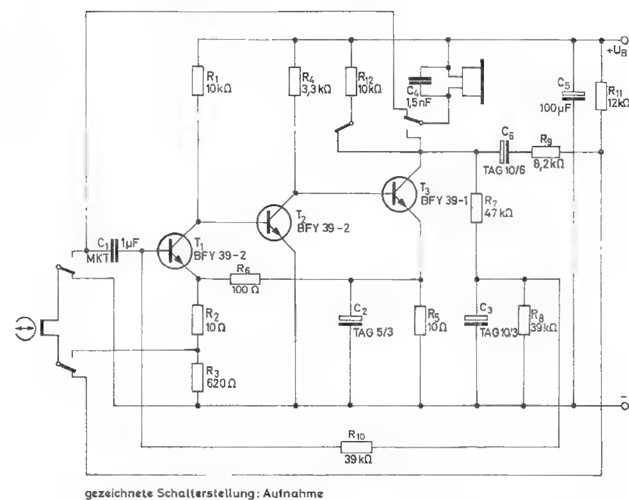


Bild 3: Durch Mehraufwand von 2 Elektrolytkondensatoren und 2 Widerständen wird ein konstanter Ausgangswiderstand bei Aufnahme und Wiedergabe erzielt

Die bei größeren Tonbandgeräten übliche HF-Vormagnetisierung des Magnettonkopfes entfällt und wird durch eine Gleichstromvormagnetisierung ersetzt. Um Bauelemente zu sparen, wird der Magnettonkopf direkt in den Kollektorkreis des Transistors T_3 geschaltet. Die Umschaltung zwischen Aufnahme- und Wiedergabestellung erfolgt 2mal 2polig. Das ist dadurch begründet, daß die EMK von Mikrofon und Magnettonkopf um den Faktor 5 voneinander abweichen. In vielen Fällen wird parallel zur Batterie der Stromversorgung ein 100-μF-Kondensator benötigt, um das Kollektorgeräusch des Antriebsmotors zu dämpfen. Ist dieser Kondensator in der Schaltung vorgesehen, so kann 1 Umschaltkontakt entfallen (Bild 4). Als Koppelkondensator am Eingang muß dann ein bipolarer Elektrolytkondensator oder ein Metallfolienkondensator verwendet werden.

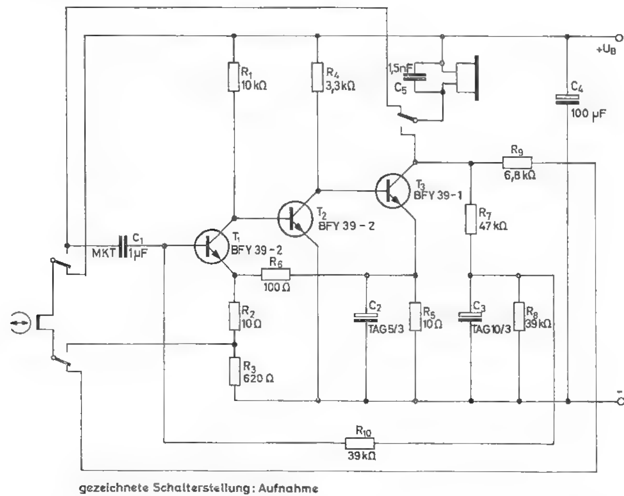


Bild 4: Schaltbild mit vereinfachter Aufnahme-Wiedergabeumschaltung

Die Gesamtverstärkung muß für Aufnahme und Wiedergabe umschaltbar sein. Die unterschiedliche Verstärkung wird erzielt, indem dem Transistor T_1 zwei Emitterwiderstände zugeordnet sind. Befindet sich der Verstärker in Aufnahmestellung, so liegt das Mikrofon am Eingang zwischen der Basis des Transistors T_1 und dem Emitterwiderstand R_3. Diese Ankopplung bewirkt, daß die Gegenkopplung verringert wird. Man kann sich die Widerstände R_3 und R_6 als in Reihe geschaltet vorstellen. Ihre Widerstandswerte addieren sich. Da eine Spannungsgegenkopplung vorliegt und diese durch das Spannungsteilerverhältnis $(R_6 + R_3) : R_2$ bestimmt wird, ist die Gegenkopplung bei Wiedergabe geringer als bei Aufnahme.

3. Frequenzgang

Der Frequenzgang bei Aufnahme und Wiedergabe wird weitgehend von Mikrofon und Magnettonkopf bestimmt. Der Verstärker selbst ist wegen der hohen Grenzfrequenz von Silizium-Planar-Transistoren extrem breitbandig. Sein Frequenzgang ist nur insofern beeinflußt, als die Verstärkung nach den Höhen durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung angehoben wird. In den angegebenen Schaltungen besteht das Koppelnetzwerk aus den Widerständen R_2, R_3, R_5 und R_6 und dem Kondensator C_2. Das bringt einen Gewinn von etwa 6 dB bei 3 kHz und trägt somit zu einer besseren Wiedergabequalität bei. Den Frequenzgang über Band zeigt Bild 5.

4. Verstärker in Aufnahmestellung

Bei der Aufnahme liegt das Mikrofon am Eingang zwischen der Basis des Transistors T_1 und Masse. Als Arbeitswiderstand für den Transistor T_3 erscheint der Magnettonkopf mit einem ohmschen Vorwiderstand von 6,8 kΩ. Der ohmsche Widerstand des Magnettonkopfes beträgt

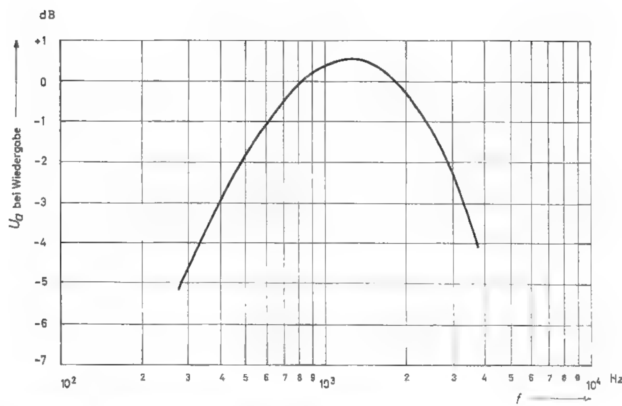


Bild 5: Frequenzgang „über Band"

200 Ω, seine Induktivität 120 mH. Liegt die Kollektorspannung des Transistors T_3 auf $U_B/2$, so fließt bei $U_B = 4$ V ein Kollektorstrom von ≈ 300 μA.

Der induktive Widerstand bei 1 kHz ist:

$$x_L = L \cdot \omega$$

$$x_L = 120 \text{ mH} \cdot 1000 \text{ Hz} \cdot 2\pi = 754\ \Omega$$

Der Lastwiderstand setzt sich aus dem induktiven und dem ohmschen Widerstandsanteil des Magnettonkopfes und seines Vorwiderstandes zusammen. Er errechnet sich wie folgt:

$$Z^2 = x_L{}^2 + (R_V + R_T)^2$$

$$Z = \sqrt{754^2 + (6{,}8\ \text{k}\Omega + 200\ \Omega)^2}$$

$$Z = 7{,}05\ \text{k}\Omega$$

Der Lastwiderstand für den Transistor T_3 beträgt also bei Aufnahme ≈ 7 kΩ. Der Aufsprechstrom ist max. 150 μA. Die am Ausgang zur Verfügung stehende NF-Spannung muß demnach ≈ 1 V_{eff} sein. Die Spannungsverstärkung des Transistors T_3 errechnet sich ungefähr zu:

$$V_s \approx 20 \cdot \lg \frac{R_L}{\frac{U_T}{I_E} + R_E} \quad [\text{dB}]$$

Darin ist $U_T = \frac{k \cdot T_j}{q}$ die Temperaturspannung, 26 mV bei $T_j = 25^0$ C, I_E = 0,3 mA, der Emittergleichstrom des Transistors und R_E der äußere Emitterwiderstand des Transistors.

$$V_s \approx 20 \cdot \lg \left(\frac{7 \cdot 10^3\ \Omega}{\frac{26 \cdot 10^3\ \text{V}}{3 \cdot 10^4\ \text{A}} + 9{,}5\ \Omega} \right) \approx 37 \text{ dB}$$

Der Eingangswiderstand h_{11e} der Transistorstufe in Emitterschaltung folgt der Gleichung

$$h_{11e} \approx \frac{U_T}{I_E} \cdot h_{21e}$$

Der Emittergleichstrom ist 0,3 mA. Für den Transistor BFY 39-1 ist bei einem Kollektorstrom von 0,3 mA $h_{21e} > 30$. In die Formel muß noch der äußere Emitterwiderstand R_E, der sich aus einem Wirk- und einem Blindwiderstand zusammensetzt, aufgenommen werden. Die Formel lautet dann:

$$h_{11e} \approx \left(\frac{U_T}{I_E} + R_E \right) \cdot h_{21e}$$

$$h_{11e} \approx \left(\frac{26 \cdot 10^{-3}\ \text{V}}{3 \cdot 10^{-4}\ \text{A}} + 9{,}5\ \Omega \right) \cdot 30$$

Für β_{min} = 30 ergibt sich h_{11e} mit ≈ 2,57 kΩ.

Der Eingangswiderstand des Transistors T_3 liegt dem Arbeitswiderstand des Transistors T_2 parallel. Der Lastwiderstand für den Transistor T_2 ist demnach

$$R_L = \frac{h_{11eT3} \cdot R_a}{h_{11eT3} + R_a} \approx 1{,}5\ k\Omega$$

Der Emittergleichstrom beträgt 1 mA. Ein äußerer Emitterwiderstand ist nicht vorhanden. Die Spannungsverstärkung des Transistors T_2 errechnet sich zu:

$$V_s = 20\ \lg \left(\frac{1{,}5 \cdot 10^3\ \Omega}{\frac{26 \cdot 10^{-3}\ V}{10^{-3}\ A}} \right) \approx 32\ dB$$

Sein Eingangswiderstand ist bei einem angenommenen h_{21e} von $>$ 100 für den Transistor BFY 39-2.

$$h_{11e} \approx \frac{26 \cdot 10^{-3}\ V}{10^{-3}\ A} \times 100 \approx 2{,}6\ k\Omega$$

Der Eingangswiderstand des Transistors T_2 liegt dem Arbeitswiderstand des Transistors T_1 parallel. Der Lastwiderstand für den Transistor T_1 ist demnach:

$$R_L = \frac{h_{11e\ T2} \cdot R_a}{h_{11e\ T2} + R_a} \approx 2\ k\Omega$$

Die Spannungsverstärkung des Transistors T_1 errechnet sich bei einem Emitterstrom von 0,38 mA und einem äußeren Emitterwiderstand von 630 Ω zu:

$$V_s = 20\ \lg \left(\frac{2 \cdot 10^3\ \Omega}{\frac{26 \cdot 10^{-3}\ V}{3{,}8 \cdot 10^{-4}\ A} + 630\ \Omega} \right) \approx 9\ dB$$

Die Gesamtverstärkung setzt sich aus der Verstärkung der einzelnen Stufen zusammen. Sie beträgt ohne Gegenkopplung $\approx$ 8000 = 78 dB. Bei einer Eingangsspannung von 1,5 mV würde sich eine Ausgangsspannung 1,5 mV · 8000 = 12 V_{eff} ergeben. Die erforderliche Ausgangsspannung beträgt 1 V_{eff}. Die Gesamtverstärkung ist deshalb durch eine Gegenkopplung auf 500 zu reduzieren. Das heißt, eine gegenkoppelnde Spannung am Emitterwiderstand des Transistors T_1 muß so groß sein, daß die steuernde Spannung zwischen Basis und Emitter des Transistors T_1 $\frac{1\ V}{8000} \approx 125\ \mu V$ beträgt. Das Mikrofon liefert $\approx$ 1,5 mV Ausgangsspannung. Der Spannungsteiler $R_6 : (R_2 + R_3)$ muß deshalb so ausgelegt sein, daß die am Emitterwiderstand des Transistors T_3 stehende NF-Spannung $U = \frac{I}{Y} = \frac{150\ \mu A}{105\ mS}$ = 1,45 mV auf ca. 1,3 mV an den Widerständen $R_2 + R_3$ reduziert wird.

Der Verstärker kann auch so ausgelegt werden, daß sich ohne Gegenkopplung die erforderliche Gesamtverstärkung ergibt. Man muß dann allerdings Nachteile in Kauf nehmen. Es gehen sämtliche Exemplarstreuungen der Transistoren auf die Gesamtverstärkung ein, die durch eine Gegenkopplung über alles weitgehend kompensiert werden.

5. Verstärker in Wiedergabestellung

Bei Wiedergabe liegt der Magnettonkopf am Eingang an der Basis des Transistors T_1 und über R_3 nach Masse. Als Emitterwiderstand ist nur R_2 mit 10 Ω wirksam. R_3 wird zu R_6 addiert und reduziert die Gegenkopplung vom Emitter des Transistors T_3 auf den Emitter des Transistors T_1. Als Arbeitswiderstand für den Transistor T_3 erscheint jetzt das Mikrofon mit einer Impedanz von 500 Ω bei 1 kHz, Gleichstromwiderstand 420 Ω. Die Kollektorspannung bleibt durch die Gleichstromkopplung der 3 Transistorstufen $U_B/2$. Es fließt ein Kollektorgleichstrom von 4,75 mA. Die Spannungverstärkung wird dann:

$$V_s = 20\ \lg \left(\frac{500\ \Omega}{\frac{26 \cdot 10^{-3}\ V + 10\Omega}{4{,}75 \cdot 10^{-3}\ A}} \right) \approx 28\ dB$$

Das sind 9 dB weniger als bei Aufnahme.

Eingangswiderstand $h_{11e} \approx \left(\frac{U_T}{I_E} + R_E \right) \cdot h_{21e}$

h_{21e} kann mit $>$ 35 für den Transistor BFY 39-1 bei 5 mA Emitterstrom angenommen werden.

$$h_{11e} \approx \left(\frac{26 \cdot 10^{-3}\ V}{4{,}75 \cdot 10^{-3}\ A} + 10\ \Omega \right) \cdot 35 = 540\ \Omega$$

Der Eingangswiderstand des Transistors T_3 liegt dem Arbeitswiderstand des Transistors T_2 parallel. Der Lastwiderstand für den Transistor T_2 ist demnach:

$$R_L = \frac{h_{11e\ T3} \cdot R_a}{h_{11e\ T3} + R_a} = 465\ \Omega$$

Der Emittergleichstrom beträgt 1 mA. Ein äußerer Emitterwiderstand ist nicht vorhanden. Die Spannungsverstärkung des Transistors T_2 errechnet sich zu:

$$V_s = 20\ \lg \left(\frac{465\ \Omega}{\frac{26 \cdot 10^{-3}\ V}{10^{-3}\ A}} \right) \approx 26\ dB$$

Der Eingangswiderstand bleibt der gleiche wie bei Aufnahme, damit auch der Lastwiderstand für den Transistor T_1, der sich ebenfalls nicht ändert. Die Spannungsverstärkung des Transistors T_1 errechnet sich bei einem Emittergleichstrom von 0,38 mA und einem äußeren Emitterwiderstand von 10 Ω zu:

$$V_s = 20\ \lg \left(\frac{2 \cdot 10^3\ \Omega}{\frac{26 \cdot 10^{-3}\ V + 10\ \Omega}{3{,}8 \cdot 10^{-4}\ A}} \right) \approx 28\ dB$$

Die Gesamtspannungsverstärkung setzt sich wieder zusammen aus der Verstärkung der einzelnen Stufen. Sie beträgt ohne Gegenkopplung $\approx$ 18 000 oder $\approx$ 82 dB. Durch die Gegenkopplung von 1 : 6 wird die Gesamtverstärkung auf 3000 reduziert. Der Magnettonkopf liefert eine Spannung von 400 μV, die auf ca. 1,2 V verstärkt werden muß. Die Berechnung des Gegenkoppelnetzwerkes kann in der gleichen Weise vorgenommen werden, wie im Abschnitt 4, Verstärker in Aufnahmestellung, bereits beschrieben.

6. Technische Daten des Verstärkers

Batteriespannung	3 . . . 4,5 V
Bezugsspannung	4 V
Ausgangsleistung	3 mW bei Wiedergabe
Frequenzbereich	300 Hz bis 3 kHz
Aufnahme- und Wiedergabekopf	MK 407 v. d. Fa. Bogen
Gleichstrom für Vormagnetisierung	0,3 mA
Aufsprechstrom max.	150 μA
U_G bei Wiedergabe	400 μV max.
Exponentialtrichtermikrofon	
Impedanz bei 1 kHz	500 Ω
Gleichstromwiderstand	420 Ω
U_G als Mikrofon	2 mV

7. Literatur

1. Grundig: Technische Information, Heft August 1964
2. H. Mielke, R. Sydow: NF-Verstärker mit hohem Eingangswiderstand, INTERMETALL-Sonderdruck 36/1966

INTERMETALL Sonderdruck 38/1966

Rudolf Sydow

Reststrom-Meßeinrichtung für Transistoren



INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) *50120
Telex 07/72716

Reststrom-Meßeinrichtung für Transistoren *

von Ing. Rudolf Sydow, INTERMETALL GmbH, Freiburg

*Sonderdruck aus Funkschau 1966, Heft 14

Das beschriebene Gerät ermöglicht auf einfache Weise und in Verbindung mit einem hochempfindlichen Gleichstrommesser, die Restströme I_{CBO}, I_{CEO} und I_{EBO} aller NPN- und PNP-Transistoren zu messen.

Als hochempfindlicher Strommesser kommt ein Gleichstrom-Röhrenvoltmeter in Frage, mit einem Meßbereich von 0,1 nA Vollausschlag und einem Eingangswiderstand von 100 MΩ. Die Skala soll eine Teilung von 0..3 und eine von 0...10 haben. Geeignet ist z. B. das DC MICRO VOLT-AMMETER, Modell 425 A, der Firma Hewlett-Packard, ein nach dem Chopper-Prinzip arbeitendes Gerät. Der Eingangswiderstand für den Meßbereich 0...0,1 nA beträgt 1 MΩ, entsprechend einem Vollausschlag von 0,1 mV. Deshalb ist bei der Reststrom-Messung ein Widerstand von 99 MΩ vorzuschalten.

Das Reststrom-Meßgerät, dessen Prinzipschaltung Bild 1 zeigt, ist sehr einfach aufgebaut. Ein stabilisiertes Netzgerät liefert die zum Messen des Reststromes erforderliche Spannung, einstellbar in 19 Stufen mit dem Stufenschalter S 1. Ein zweiter Stufenschalter S 2 mit 15 Stellungen dient der Wahl der Strommeßbereiche. Mit dem dritten, im Prinzipschaltbild nicht gezeichneten Stufenschalter S 3 wird eines der drei Relais A, B oder C eingeschaltet. Diesen Relais ist die Messung der drei Restströme wie folgt zugeordnet:

Relais A: I_{CBO}
Relais B: I_{EBO}
Relais C: I_{CEO}

Ein weiterer, im Prinzipschaltbild ebenfalls nicht gezeichneter Schalter S 4 schaltet die Polarität der Meßspannung für PNP- bzw. NPN-Transistoren um.

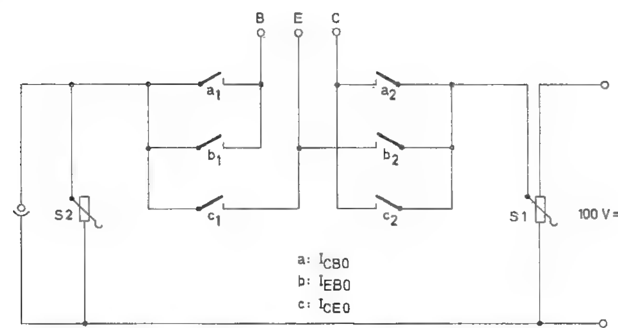


Bild 1: Prinzipschaltung des Reststrom-Meßgerätes

Bild 2 zeigt die Schaltung des Reststrom-Meßgerätes. Mit Hilfe des Selengleichrichters Gr 1 wird an dem 12-µF-Ladekondensator eine Gleichspannung von ca. 170 V erzeugt, die durch die Zenerdiode ZX 110 auf ca. 110 V stabilisiert wird. Der einstellbare 3-kΩ-Drahtwiderstand ist so abzugleichen, daß bei mittlerer Netzspannung der Querstrom durch die Zenerdiode 15 mA beträgt. Der nach der Zenerdiode angeordnete 1,5-kΩ-Draht-Einstellwiderstand dient dazu, den Querstrom durch den aus 19 Kohleschicht-Widerständen von ± 1 % Toleranz und 0,5 W Belastbarkeit bestehenden Spannungsteiler genau auf 10 mA einzustellen. Damit ergeben sich für die einzelnen Schalterstellungen des Spannungswahlschalters S 1 die eingezeichneten Spannungen.

Der zu messende Teil des Transistors wird durch das mit dem Schalter S 3 gewählte Relais an die Meßspannung gelegt. Der Eingang des Gleichstrom-Röhren-Voltmeters ist mit dem Transistor in Reihe geschaltet. Parallel zum Eingang des Röhrenvoltmeters liegt der Stufenschalter S 2.

In der kleinsten Stellung, Meßbereich 0,1 nA, ist der Nebenwiderstand unendlich; es wird die volle Empfindlichkeit des Röhrenvoltmeters ausgenützt. In den weiteren Schalterstellungen wird der Vollausschlag des Röhrenvoltmeters durch geeignete Nebenwiderstände in 10-dB-Schritten vergrößert. Der größte Meßbereich ist 1 mA. Es ist jedoch zu beachten, daß bei diesem Meßbereich die Spannung bis zu 10 % nachgibt, weil der Querstrom des Spannungsteilers mit 10 mA dann nicht mehr sehr viel größer ist als der Laststrom. Diese kleine Ungenauigkeit bei hohem Strommeßbereich wurde in Kauf genommen, um die Wärmeentwicklung im Gehäuse klein zu halten.

Der parallel zum Eingang des Röhrenvoltmeters geschaltete 20-nF-Kondensator bewirkt, daß sich bei kleinem Strommeßbereich der Zeiger des Röhrenvoltmeters etwa aperiodisch einstellt. Ohne diesen Kondensator würde der Zeiger zunächst heftig überschwingen, weil sich dann die Sperrschichtkapazität des Transistors über den Eingangswiderstand des Röhrenvoltmeters auf die Meßspannung aufladen müßte. So bilden die beiden Glieder: Eingangswiderstand des Röhrenvoltmeters parallel mit 20 nF und Sperrwiderstand des Transistors parallel mit der Sperrschichtkapazität praktisch einen kompensierten Spannungsteiler. Je nach den vorliegenden Verhältnissen kann der Kondensator kleiner oder größer gewählt werden.

Die Betriebsgleichspannung für die Relais erzeugt ein weiterer Selengleichrichter Gr 2 in Verbindung mit einem 250-µF-Ladekondensator. Der Selengleichrichter Gr 3 unterdrückt die beim Loslassen der Taste T in der Relaisspule entstehende Selbstinduktionsspannung.

Bild 3 zeigt die Vorderansicht des Reststrom-Meßgerätes. Die nebeneinander angeordneten fünf Meßfassungen gestatten den Anschluß von Prüflingen verschiedenster Abmessungen. Der innere Aufbau des Gerätes ist unkritisch. Wichtig ist nur, daß diejenigen Leitungen kurz und gut isoliert sind, die mit dem Innenpol der Buchse zum Gleichstrom-Röhrenvoltmeter in Verbindung stehen. Das Verbindungskabel zum Röhrenvoltmeter muß abgeschirmt und gut isoliert sein.



Bild 3: Frontansicht der Reststrom-Meßeinrichtung.
Die Transistor-Meßfassungen stammen von der Firma Loranger Manufacturing Corp., P. O. Box 569, Warren, Penn., USA.

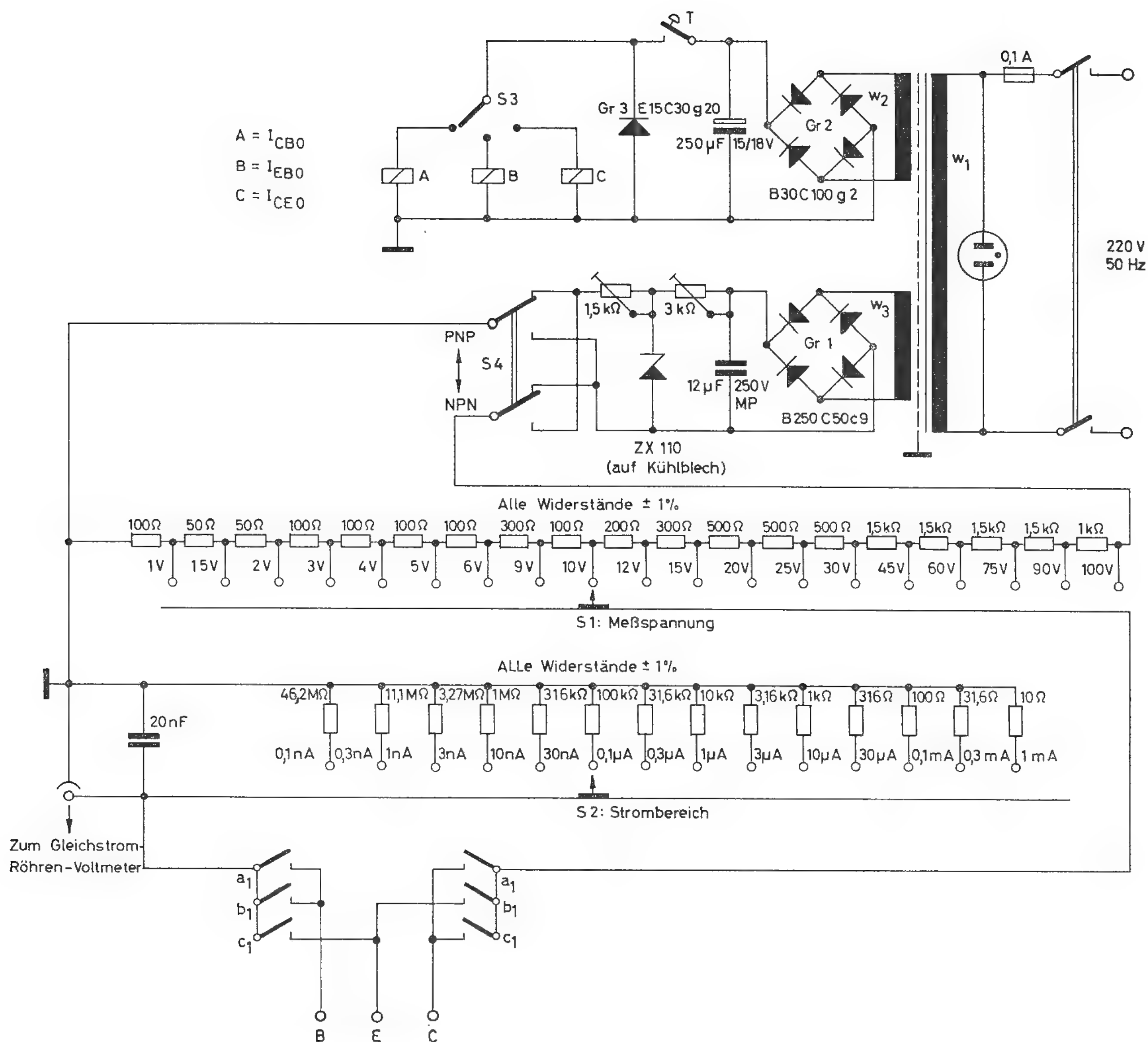


Bild 2: Schaltbild der Reststrom-Meßeinrichtung für Transistoren.
Netztransformator: M 55/21, w_1 2500 Wdgn., 0,14 ⌀; w_2 120 Wdgn., 0,17 ⌀; w_3 1800 Wdgn., 0,17 ⌀.
Relais A, B, C: SEL-Herkon-Relais, Best.-Nr. 2535–582–3, 180 Ω, 10–15 V.

INTERMETALL Sonderdruck 39/1966

Rudolf Sydow

Einfacher NF-Verstärker mit Silizium-Planar-Transistoren für Wechselsprechanlagen



INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) *50120
Telex 07 / 72716

Einfacher NF-Verstärker mit Silizium-Planar-Transistoren für Wechselsprechanlagen *

Von Ing. Rudolf Sydow, INTERMETALL GmbH, Freiburg

* Sonderdruck aus Funktechnik 1966, Heft 2

Der Einsatz von Silizium-Planar-Transistoren in Verstärkern bietet eine Reihe von Vorteilen. Im folgenden wird am Beispiel eines Verstärkers für eine Sprechanlage gezeigt, wie derartige Transistoren angewandt werden. Es handelt sich dabei um eine einfache Sprechanlage für Netzbetrieb mit 4 bis 6 gleichberechtigten, fest angeschalteten Sprechstellen. Als Schallwandler dienen handelsübliche Lautsprecher, die wechselweise zur Schallaufnahme und Schallwiedergabe benutzt werden.

Aufbau der Wechselsprechanlage

Um einen einfachen Aufbau der Anlage zu erhalten, sind alle Sprechstellen gleichberechtigt. Derjenige Teilnehmer, der seine federnde Sprechtaste drückt, schaltet dadurch seinen Lautsprecher als Mikrofon an den Verstärkereingang und wird von allen anderen Teilnehmern gehört. Auf eine Verriegelung der Sprechstellen gegeneinander wird verzichtet. Bild 1 zeigt das Schaltbild dieser einfachen Anlage. Jede Sprechstelle ist über eine nur dreiadrige Leitung mit der Zentrale verbunden, die aus Netzteil, Verstärker und einem Relais je Sprechstelle besteht.

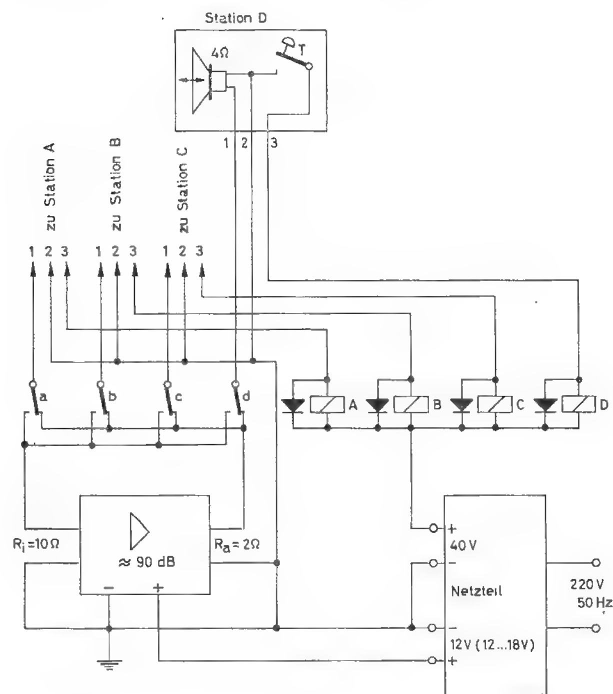


Bild 1: Prinzipschaltbild der Wechselsprechanlage.
A, B, C, D: SEL-Relais 11 302 G, 5,1 kΩ,
alle Freilaufdioden: Selen-Gleichrichter E 45 C 20 g 20

Der Verstärker ist, da es weniger auf hochwertige Wiedergabe und mehr auf eine einfache Schaltung mit gutem Wirkungsgrad und hoher Verstärkung ankommt, als transformatorgekoppelter Gegentakt-B-Verstärker in herkömmlicher Schaltung gebaut. Für jede Sprechstelle sind etwa 200 mW Ausgangsleistung erforderlich. Für sechs Sprechstellen benötigt man somit einen 1,2-W-Verstärker. Der als Schallwandler benutzte SEL-Lautsprecher „Sekundo" gibt mit 4-Ω-Schwingspule als Mikrofon etwa 0,3 mV effektiv ab, wenn er aus 50 cm Entfernung mit erhobener Stimme besprochen wird. Um etwas Reserve zu haben, sollte daher die Eingangsspannung des Verstärkers für Vollaussteuerung 0,1 ... 0,2 mV effektiv sein.

Als Leitung zu den Sprechstellen ist Steg-Klingeldraht 3 x 0,8 mm oder eine ähnliche Leitung brauchbar. Die Leitungen müssen auf jeden Fall vom Verstärker an getrennt verlegt werden. Liegen die Leitungen zu zwei oder mehr Sprechstellen über eine längere Strecke eng benachbart, so geschieht folgendes: Von der Leitung der Sprechstelle, die am Ausgang des Verstärkers liegt, gelangt durch kapazitive Beeinflussung von Leitung zu Leitung tonfrequente Energie auf die Leitung der Sprechstelle, die als Mikrofon am Eingang des Verstärkers liegt. Bei voll aufgedrehtem Lautstärkeregler kann diese Rückkopplung zu einer Selbsterregung des Verstärkers führen. Abhilfe schafft ein Umpolen der Sekundärwicklung des Ausgangstransformators. Dann wird aber aus der Rückkopplung eine Gegenkopplung. Es kann dann erforderlich werden, die Kondensatoren zu verkleinern, die parallel zu den Primärwicklungen von Treiber- und Ausgangstransformator geschaltet sind. Schließlich könnten auch abgeschirmte Kabel, Telefonleitungen mit Bleimantel o. ä., verwendet werden.

Wirkungsweise

In der Sprechstelle, von der gesprochen werden soll, wird die Sprechtaste T gedrückt. Das zugehörige Relais trennt den Schallwandler vom Verstärkerausgang ab und verbindet ihn mit dem Verstärkereingang. Der nun als Mikrofon wirkende Lautsprecher steuert den Verstärker aus, von dessen Ausgang die parallelgeschalteten Schallwandler der anderen Sprechstellen als Lautsprecher gespeist werden. Bei einem Wechselgespräch zwischen zwei Sprechstellen drückt jeweils der Teilnehmer seine Sprechtaste T, der sprechen will.

Das Schaltbild des Verstärkers zeigt Bild 2. Es enthält keine Besonderheiten. Um Bauelemente zu sparen und eine hohe Verstärkung zu erhalten, sind Vorstufe und Treiberstufe direkt gekoppelt. Der 0,1-μF-Kondensator parallel zum Eingang schließt diesen für Hochfrequenz kurz. Ohne den Kondensator würde der Verstärker über die als Antenne wirkenden Leitungen zu den Stationen als aperiodischer Rundfunkempfänger arbeiten.

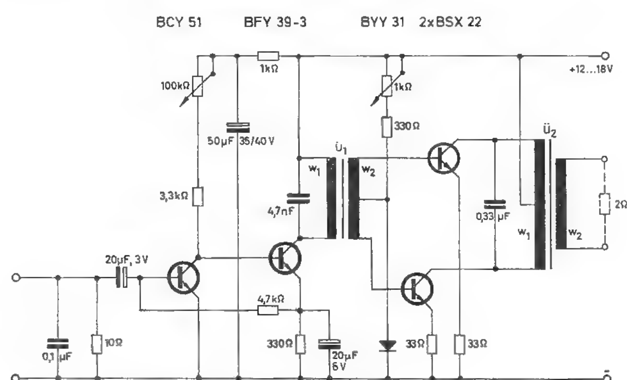


Bild 2: Schaltbild des Verstärkers

Für Sprachwiedergabe mit guter Verständlichkeit ist nur der Frequenzbereich von 600 ... 3000 Hz erforderlich. Dieser Frequenzgang wird erzielt durch den 20-μF-Kondensator parallel zum Emitterwiderstand des Treibertransistors, durch die Kondensatoren parallel zu den Primärwicklungen der Transformatoren und durch die Induktivität der Transformatoren. Die Endtransistoren BSX 22 werden bis etwa 300 mA ausgesteuert. Ungefähr bei diesem Strom liegt das Maximum ihrer Gleichstromverstärkung. Deshalb ist der Klirrfaktor der Ausgangsspannung klein – er beträgt etwa 2,5 % bei Vollaussteuerung und 1000 Hz – und es kann

auf eine Gegenkopplung zwecks Verkleinerung des Klirrfaktors verzichtet werden; sie würde auch die Verstärkung reduzieren.

Der Kollektorruhestrom der Endtransistoren wird mit Hilfe eines Spannungsteilers auf etwa 5 ... 10 mA je Transistor eingestellt. Der untere Spannungsteilerzweig ist ein Silizium-Gleichrichter BYY 31. Infolge der steilen Durchlaßkennlinie dieses Gleichrichters ist der Kollektorruhestrom der Endstufe gegen Betriebsspannungsschwankungen stabilisiert. Da die Durchlaßspannung des Gleichrichters den gleichen Temperaturkoeffizienten hat wie die Basis-Emitter-Spannung der Endtransistoren, ist der Ruhestrom der Endstufe auch weitgehend unabhängig von Schwankungen der Umgebungstemperatur.

Der Netzteil (Bild 3) ist sehr einfach aufgebaut. Ein Selengleichrichter in Brückenschaltung mit nachgeschaltetem Ladekondensator liefert die Betriebsspannung für den Verstärker. Sie liegt, bedingt durch den relativ hohen Innenwiderstand von Netztransformator und Gleichrichter, zwischen etwa 18 V bei Leerlauf und etwa 12 V bei Vollaussteuerung. Ein zweiter Selengleichrichter in Brückenschaltung erzeugt die Betriebsspannung für die Relais. Weil der Strom der Relaisspule mit dem Mikrofonstrom über eine gemeinsame Masseleitung fließt, muß der Brummanteil der Relais-Betriebsspannung sehr klein sein, damit keine unzulässig hohe Brummspannung an den Verstärkereingang gelangt. Deshalb ist dem Ladekondensator hier noch ein RC-Siebglied nachgeschaltet.

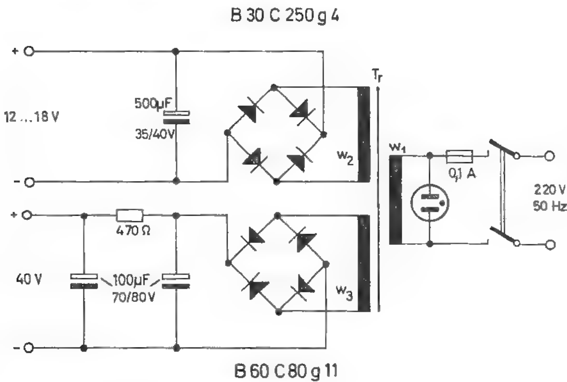


Bild 3: Schaltbild des Netzteils

Die Gleichrichter E 45 C 20 g 20, die parallel zu den Relaiswicklungen geschaltet sind, verhindern das Entstehen induktiver Überspannungen beim Abfallen der Relais.

Berechnung der Schaltung

Da die Gleichstromverstärkung von Transistoren bei relativ kleinem Kollektorstrom ein Maximum hat und zu größerem Kollektorstrom hin kleiner wird, ist es günstig, den Kollektorspitzenstrom bei Vollaussteuerung dadurch klein zu halten, daß man eine hohe Betriebsspannung wählt. Diese darf aber bei einer Gegentakt-B-Endstufe mit Ausgangstransformator maximal nur gleich der Hälfte der zulässigen Kollektor-Emitter-Spannung der Transistoren sein. Der für die Endstufe vorgesehene Silizium-Epitaxial-Planar-Transistor BSX 22 hat die Daten $U_{CBO} = 40$ V und $U_{CEO} = 32$ V. Da bei der geplanten Endstufe die Emitterdiode des nicht stromführenden Transistors in Sperrichtung vorgespannt ist, kann mit U_{CBO} gerechnet werden. Davon seien jedoch zehn Prozent für Netzüberspannung abgezogen. Die verbleibende Spannung von 36 V wird halbiert, so daß sich als maximale Speisespannung 18 V ergibt. Diese Spannung ist bei Betrieb ohne Aussteuerung vorhanden, wenn der Verstärker nur einige Milliampere Ruhestrom aufnimmt. Bei Vollaussteuerung dagegen ist die Leistungsaufnahme P_B einer idealen Gegentakt-B-Endstufe gleich der Ausgangsleistung P_0 mal $4/\pi$. Das ergibt für $P_0 = 1{,}2$ W : $P_B = 1{,}2\,W \cdot 4/\pi = 1{,}53$ W. Da jedoch im Ausgangstransformator, in den Transistoren und in den Emitterwiderständen Verluste entstehen, ist mit $P_B = 2 \ldots 2{,}5$ W zu rechnen.

Als Netztransformator wird der Typ M 42 gewählt, der für Leistungen bis zu etwa 4 W geeignet ist. Da dieser und die Gleichrichterschaltung einen ziemlich hohen Innenwiderstand haben, ist damit zu rechnen, daß die ohne Aussteuerung vorhandene Betriebsgleichspannung von 18 V auf etwa 12 V zurückgeht. Deshalb wird die Endstufe so berechnet, daß sie bei Vollaussteuerung und 12 V Betriebsspannung 1,2 W abgibt. Bei 2,5 W und 12 V ist der Strom 210 mA. Die erforderliche Kapazität des Ladekondensators ergibt sich, wenn eine Brummspannung von etwa 0,8 V effektiv bei Vollaussteuerung angenommen wird, zu

$$C = \frac{2 \cdot I_{gl}}{U_{BR}} = \frac{2 \cdot 210}{0{,}8} = 525\ \mu F.$$ Gewählt wird 500 µF.

Die Emitterwiderstände der Endstufe sollen einerseits so groß sein, daß thermische Stabilität gewährleistet ist, andererseits möglichst klein, damit sie den Wirkungsgrad der Endstufe nicht allzusehr verschlechtern. Ein tragbarer Kompromiß ist die Annahme, daß bei Vollaussteuerung der Spannungsabfall an einem Emitterwiderstand etwa 1 V ist. Wenn weiter angenommen wird, daß bei Vollaussteuerung die Sättigungsspannung der Transistoren etwa 1 V beträgt, bleibt als aussteuerbarer Spannungsbereich 12 V – (2 x 1 V) = 10 V übrig. Der Wirkungsgrad des Ausgangstransformators sei mit 0,9 angenommen; von den Transistoren muß dann eine Sprechleistung von 1,2 W : 0,9 = 1,34 W geliefert werden. Mit der zu 10 V ermittelten Spitzenspannung ergibt sich nach der Gleichung

$$P_0 = \frac{\hat{u} \cdot \hat{\imath}}{2}$$

der in den Transistoren fließende Spitzenstrom zu

$$\hat{\imath} = \frac{2\,P_0}{\hat{u}} = \frac{2{,}68}{10} = 0{,}268\ A \approx 270\ mA.$$

Der Anpassungswiderstand einer Hälfte der Primärwicklung wird damit

$$R_C = \frac{\hat{u}}{\hat{\imath}} = \frac{10}{0{,}27} = 37\ \Omega.$$

Der Wirkungsgrad des Ausgangstransformators sei dargestellt durch einen mit der Primärwicklung in Reihe geschalteten Widerstand von $(1 - 0{,}9) \cdot 37\ \Omega = 3{,}7\ \Omega$, so daß nun mit $R_C = 37 - 3{,}7 = 34{,}3\ \Omega$ weiter zu rechnen ist.

Bei vier Sprechstellen sind jeweils drei am Verstärker angeschlossen und bilden einen Anpassungswiderstand von $R_A = 6\ \Omega : 3 = 2\ \Omega$, wenn als Leitungswiderstand zur Sprechstelle 2 Ω eingesetzt werden. Das Übersetzungsverhältnis des Ausgangstransformators ist somit:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_C}{R_A}} = \sqrt{\frac{34{,}3}{2}} = \sqrt{17{,}15} = 4{,}14.$$

Da die untere Grenzfrequenz für 3 dB mit 600 Hz recht hoch gewählt ist, reicht ein Kern M 30/7 als Ausgangstransformator aus. Bei wechselseitiger Schichtung mit Dynamoblech IV ist der Induktivitätsfaktor A_L etwa 0,8 µH/Wdg².

Der Treibertransformator und der Emitterkondensator der Treiberstufe gehen auch in die untere Grenzfrequenz ein, deshalb darf der Ausgangstrafo nur etwa 1 dB Abfall bei $f_u = 600$ Hz erzeugen. Dazu muß bei 600 Hz der induktive Widerstand der Primärwicklung doppelt so groß wie der Anpassungswiderstand sein. Die Induktivität einer Primärwicklungshälfte muß sein:

$$L = \frac{2\,R_C}{\omega} = \frac{2 \cdot 34{,}3}{2\pi \cdot 600} = 18{,}2\ mH;$$

die Windungszahl ist dann

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{18{,}2 \cdot 10^{-3}}{0{,}8 \cdot 10^{-6}}} = 151 \approx 150\ \text{Windungen}.$$

Die Sekundär-Windungszahl errechnet sich mit

$\ddot{u} = 4{,}14$ zu $150 : 4{,}14 = 36$ Windungen.

Mit 0,30 mm ø CuL für die Primärwicklung und 0,75 mm ø CuL für die Sekundärwicklung wird der Wickelkörper ge-

rade voll, und die Kupferwiderstände sind etwa 1,6 Ω primär und etwa 0,1 Ω sekundär. Das ergibt ungefähr den früher angenommenen Wirkungsgrad des Ausgangstrafos von 0,9.

Für 1 V Spannungsabfall bei 0,27 A Spitzenstrom sind die Emitterwiderstände der Endstufe 1 V : 0,27 A = 3,7 Ω, gewählt werden 3,3 Ω. Es empfiehlt sich, der Primärwicklung des Ausgangstransformators einen Kondensator parallelzuschalten, der die durch Übernahmeverzerrungen entstehenden Oberwellen abschwächt. Der Anpassungswiderstand von Kollektor zu Kollektor ist 4 · 37 Ω = 148 Ω. Der Scheinwiderstand des Kondensators sollte bei der oberen Grenzfrequenz so groß sein, daß der Verstärkungsabfall etwa 2 dB beträgt. Dann bleiben die restlichen 1 dB Abfall für den später festzulegenden Kondensator parallel zur Primärwicklung des Treibertrafos. Für 2 dB Abfall muß

$$\frac{1}{\omega} = 1{,}3 \cdot R$$

sein, und es ist

$$C = \frac{1}{\omega \cdot 1{,}3\ R} = \frac{1}{2\pi \cdot 3000 \cdot 1{,}3 \cdot 148} = 0{,}28\ \mu F,$$

gewählt wird 0,33 μF.

Der Basisspannungsteiler der Endstufe soll so dimensioniert werden, daß der Ruhestrom der beiden Endtransistoren möglichst unabhängig von Umgebungstemperatur und Betriebsspannung konstant gehalten wird. Beide Forderungen werden zugleich durch einen Teiler erfüllt, der im unteren Zweig anstelle eines Widerstandes eine geeignete Siliziumdiode hat, wie das im Abschnitt „Wirkungsweise" erläutert wurde. Der Querstrom des Teilers muß größer sein als der maximal zu erwartende Basisstrom der Endtransistoren. Laut Datenblatt ist beim BSX 22 im Arbeitspunkt U_{CE} = 2 V und I_C = 500 mA die Gleichstromverstärkung B > 35. Für U_{CE} = 1 V und I_C = 270 mA kann mit B > 30 gerechnet werden. Somit ist $I_B = I_C : B$ = 270 mA : 30 = 9 mA. Wenn der obere Zweig des Spannungsteilers aus einem 1-kΩ-Potentiometer und einem 330-Ω-Widerstand besteht, läßt sich ein Querstrom von etwa 8 ... 33 mA einstellen.

Für einen ausreichend kleinen Klirrfaktor sind die Endtransistoren nach folgenden Bedingungen paarweise auszusuchen:

1. Bei U_{CE} = 2 V und I_C = 300 mA soll sich die Gleichstromverstärkung des einen Transistors um nicht mehr als 10 % von der des anderen Transistors unterscheiden.
2. Bei U_{CE} = 10 V und I_C = 10 mA sollen die beiden Basis-Emitter-Spannungen sich um nicht mehr als 20 mV unterscheiden.

Um die Treiberstufe zu berechnen, muß zunächst die an der Basis der Endtransistoren im ungünstigsten Fall erforderliche Steuerspannung bekannt sein. Diese besteht aus dem Spannungsabfall von 0,89 V am Emitterwiderstand und aus der Basis-Emitter-Spannung von etwa 0,75 V der Endtransistoren bei I_C = 270 mA, also zusammen aus etwa 1,65 V. Dazu werden rund 10 % für den Kupferwiderstand des Treibertransformators addiert, das ergibt etwa 1,8 V. Primärseitig ist die erzielbare Spitzenspannung gleich der Betriebsspannung, vermindert um etwa 0,7 V, die am Emitterwiderstand des Treibertransistors abfallen, und um etwa 1 V Sättigungsspannung des Transistors, also 12 V – 1,7 V = 10,3 V. Das Übersetzungsverhältnis des Treibertransformators ist ü = 10,3 V : 1,8 V = 5,7. Der Spitzenwert des Kollektorwechselstromes des Treibertransistors ist 9 mA : 5,7 = 1,6 mA. Der Kollektor-Ruhestrom der Treiberstufe wird mit etwa 2 mA gewählt. Für diesen Strom und die am Kollektor auftretende Spitzenspannung von etwa 20 V ist der Transistor BFY 39–3 geeignet, der außerdem eine hohe Verstärkung in der Treiberstufe bewirkt.

Der primärseitige Anpassungswiderstand des Treibertransformators ist 10,3 V : 1,6 mA = 6,4 kΩ. Für 1 dB Abfall bei 600 Hz muß der induktive Widerstand doppelt so groß sein. Damit wird die Induktivität

$$L = \frac{2 \cdot R_C}{\omega} = \frac{2 \cdot 6400}{2\pi \cdot 600} = 3{,}4\ H.$$

Ausgehend von der Erfahrung, daß der Treibertransformator bei Transistor-Gegentakt-B-Endstufen fast ebenso groß sein muß wie der Ausgangstransformator, wird ebenfalls der Kerntyp M 30/7 gewählt, der den Induktivitätsfaktor A_L = 0,8 μH/Wdg² bei wechselseitiger Schichtung mit Dynamoblech IV hat. Wechselseitige Schichtung ist bei der vorliegenden geringen Vormagnetisierung zulässig.

Die Primärwindungszahl errechnet sich zu

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{3{,}4}{0{,}8 \cdot 10^{-6}}} = 2060 \approx 2000\ \text{Wdgen.}$$

und die Sekundär-Windungszahl zu

2000 Wdg : ü = 2000 Wdg : 5,7 = 350 Windungen.

Mit 0,10 mm ø CuL für die Primärwicklung und 0,20 mm ø CuL für die Sekundärwicklung wird der Wickelkörper gerade voll; die Kupferwiderstände betragen etwa 270 Ω primär und etwa 8,5 Ω sekundär. Das ergibt ungefähr den früher angenommenen Wirkungsgrad von 0,9.

Zur Primärwicklung des Treibertransformators liegt ein Kondensator parallel, der (zusammen mit dem Kondensator parallel zur Primärwicklung des Ausgangstrafos) die obere Grenzfrequenz des Verstärkers bestimmt. Der Anpassungswiderstand ist 6,4 kΩ; für 1 dB Abfall bei 3 kHz wird

$$C = \frac{1}{\omega \cdot 2 \cdot R} = \frac{1}{2\pi \cdot 3000 \cdot 2 \cdot 6400} = 4{,}15\ nF;$$

gewählt wird 4,7 nF.

Treiberstufe und Vorverstärker sind direkt gekoppelt, weil sich dadurch eine einfache Schaltung ergibt. Der Kollektorreststrom des Treibertransistors BFY 39–3 liegt mit etwa 2 mA bereits fest. Der Spannungsabfall am Emitterwiderstand dient als Basisspannungsquelle für die Vorstufe, für die der Transistor BCY 51 gewählt wurde. Als Basis-Emitter-Spannung dieses Transistors bei einem Kollektorstrom von etwa 1 mA wird etwa 0,6 V angenommen und als Spannungsabfall in dem Widerstand zwischen Emitter des BFY 39–3 und Basis des BCY 51 etwa 0,1 V. So ergibt sich der Emitterwiderstand zu 0,7 V : 2 mA = 350 Ω, gewählt wurde 330 Ω.

Der Eingangswiderstand der Treiberstufe an der Basis des BFY 39–3 ist der Lastwiderstand des Vorverstärkers. Um ihn zu ermitteln, muß die Stromverstärkung h_{21e} des Treibertransistors bekannt sein. Im Datenblatt fehlt diese Angabe. Deshalb wird dem Datenblatt die Gleichstromverstärkung entnommen, die für U_{CE} = 10 V und I_C = 10 mA zu B = 180 ... 400 angegeben ist, im Mittel also 270. Aus der Kurve B = f (I_C) erhält man den Faktor 0,85 für I_C = 2 mA, und somit ist B = 0,85 · 270 = 230. Bei Kollektorströmen unterhalb des Stromes, bei dem die Funktion B = f (I_C) ihr Maximum hat, ist die Kleinsignalverstärkung h_{21e} größer als die Gleichstromverstärkung B. Deshalb sei mit h_{21e} = 250 gerechnet. Damit ergibt sich der Eingangswiderstand der Treiberstufe zu

$$h_{11e} = \frac{U_T \cdot h_{21e}}{I_E} = \frac{26 \cdot 10^{-3} \cdot 250}{2 \cdot 10^{-3}} = 3250\ \Omega.$$

Um eine hohe Spannungsverstärkung zu erhalten, sollte der in der Kollektorleitung des BCY 51 liegende Widerstand nicht wesentlich größer sein als der wechselstrommäßig parallel dazu liegende Eingangswiderstand der Treiberstufe. Der Kollektorwiderstand wurde deshalb mit 3,3 kΩ gewählt. Ihm vorgeschaltet wird ein Siebglied 1 kΩ und 50 μF, das die der Versorgungsspannung überlagerte 100-Hz-Brummspannung reduziert.

Der Strom durch den Kollektorwiderstand des BCY 51 beträgt etwa (12 V – 2 · 0,7 V) : 4,3 kΩ = 2,5 mA. Davon fließen in die Basis des BFY 39–3 2 mA : 230 = etwa 9 μA und der Rest, praktisch 2,5 mA, in den Kollektor des BCY 51, der bei diesem Strom eine Gleichstromverstärkung von B > 100 hat und damit einen Basisstrom von 2,5 mA : 100 = 25 μA benötigt.

Für den Widerstand, der dem BCY 51 den Basisstrom zuführt, wurde als ungefährer Spannungsabfall 0,1 V genannt.

Also ist dieser Widerstand 0,1 V : 25 μA = 4 kΩ, gewählt wurde 4,7 kΩ.

Der Eingangswiderstand des BCY 51 errechnet sich mit $h_{21e} \approx 150$ zu

$$h_{11e} = \frac{U_T \cdot h_{21e}}{I_E} = \frac{26 \cdot 10^{-3} \cdot 250}{2{,}5 \cdot 10^{-3}} = 1560\ \Omega.$$

Eigentlich müßte man danach den Koppelkondensator bemessen, der zwischen dem 10-Ω-Widerstand und dem ersten Transistor liegt. Um die durch den 4,7-kΩ-Widerstand erzeugte Rauschspannung zu verkleinern, ist es jedoch zweckmäßig, den Blindwiderstand des Koppelkondensators bei f_u = 600 Hz nicht gleich 1,5 kΩ, sondern im Hinblick auf den Abschlußwiderstand der anderen Seite gleich 10 Ω zu machen. Es ist

$$C = \frac{1}{\omega R} = \frac{1}{2\pi 600 \cdot 10} = 26{,}5\ \mu F.$$

Gewählt wurde 20 μF.

Jetzt ist der Überbrückungskondensator für den Emitterwiderstand des Treibertransistors zu dimensionieren. Dazu dient folgende Überlegung. Bei tiefen Frequenzen tritt ein Verstärkungsabfall dadurch ein, daß der bei höherer Frequenz gegenüber dem inneren Emitterwiderstand des Transistors BFY 39–3 vernachlässigbar kleine Blindwiderstand des Kondensators größer wird und somit den Emitterwiderstand des Transistors erhöht. Das bedeutet höheren Eingangswiderstand, höheren Wechselspannungsbedarf an der Basis und daher kleinere Verstärkung. Um das Problem rechnerisch zu erfassen, empfiehlt es sich, die Ersatzschaltung (Bild 4) zu zeichnen.

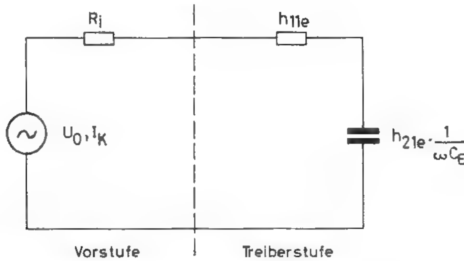


Bild 4: Ersatzschaltbild zur Ermittlung von C_E

Die Vorstufe ist ein Wechselstromgenerator mit der Leerlaufspannung U_0 und dem Kurzschlußstrom I_K; daraus resultiert der Generatorwiderstand $R_i = U_0 : I_K$. Dieser Generator speist den Eingangswiderstand des Treibertransistors, $h_{11e} = U_T \cdot h_{21e} : I_E$, der in Reihe mit dem mit der Stromverstärkung h_{21e} multiplizierten Blindwiderstand des Kondensators liegt. Ein Abfall des Basiswechselstromes der Treiberstufe um 1 dB = 1,12 tritt ein, wenn der Betrag des Scheinwiderstandes,

$$\left| R_i + h_{11e} - jh_{21e} \cdot \frac{1}{\omega C_E} \right|,$$

um den Faktor 1,12 größer ist als $R_i + h_{11e}$. Die Zahlenwerte sind:

R_i = 3 300 Ω, h_{11e} = 3 250 Ω, h_{21e} = 250, f = 600 Hz. Es ist

$$\left| R_i + h_{11e} - jh_{21e} \cdot \frac{1}{\omega C_E} \right| = 1{,}12 \cdot (R_i + h_{11e}).$$

Daraus wird

$$[1{,}12 \cdot (R_i + h_{11e})]^2 - (R_i + h_{11e})^2 = (h_{21e} \cdot \frac{1}{\omega C_E})^2.$$

Setzt man ein, so ergibt sich

$$(1{,}12 \cdot 6550)^2 - (6550)^2 = (h_{21e} \cdot \frac{1}{\omega C_E})^2.$$

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{3290}{250} = 13{,}2\ \Omega.$$

Daraus folgt:

$$C = \frac{1}{2\pi\ 600 \cdot 13{,}2} = 20\ \mu F.$$

Lautstärkeregelung

Den Lautstärkeregler an den Eingang des Verstärkers zu setzen, ist nicht zweckmäßig, weil dann das Rauschen des ersten Transistors stets voll zu hören ist. Sinnvoller ist es, mit dem Kollektorwiderstand von 3,3 kΩ des BCY 51 einen Regelwiderstand in Reihe zu schalten. Eine Vergrößerung des Kollektorwiderstandes bedeutet einen kleineren Kollektorstrom und damit einen größeren inneren Emitterwiderstand $r_E = U_T : I_E$ des BCY 51. Der Arbeitswiderstand dieses Transistors ist gleich der Parallelschaltung des Kollektorwiderstandes und des Eingangswiderstandes der Treiberstufe. Wäre der Regelwiderstand von 0 bis ∞ zu verändern, würde sich der Arbeitswiderstand des BCY 51 nur zwischen 3 300 · 3 250 / 3 300 + 3 250 = 1 640 Ω und 3 250 Ω ändern, also in grober Näherung konstant sein. Das heißt, die Spannungsverstärkung der ersten Stufe, die gleich dem Quotienten Arbeitswiderstand : Emitterwiderstand ist, folgt dem Kollektorstrom.

Diese Art der Regelung hat einen Nachteil, der jedoch bei einer Sprechanlage nicht ins Gewicht fällt: die Lautstärke läßt sich nicht auf Null reduzieren, weil der Kollektorstrom nicht zu Null werden darf. Er muß mindestens etwa doppelt so groß bleiben wie der höchstens erforderliche Basisstrom der Treiberstufe. Dieser ist, wenn für I_C = 2 mA mit B > 0,85 · 180 = 153 gerechnet wird, gleich 2 mA : 153 = 13 μA. Der Kollektorstrom des BCY 51 sollte also nicht kleiner als rund 25 μA werden, das entspricht einem Strom durch den Kollektorwiderstand von 25 μA + 13 μA. Dann ist der maximal zulässige Kollektorwiderstand gleich 12 V : 40 μA = 0,3 MΩ. Die Erprobung des Gerätes ergab, daß der Regelbereich mit einem 100-kΩ-Potentiometer (negativ logarithmisch) ausreichend groß ist.

Nachrechnung der Verstärkung

Für Vollaussteuerung war die Spitzenspannung auf der Primärseite des Treibertransformators zu 10,3 V ermittelt worden, entsprechend 10,3 V : $\sqrt{2}$ = 7,3 V effektiv. Der Arbeitswiderstand für den Treibertransistor ist 6,4 kΩ. Die Spannungsverstärkung der Treiberstufe ist ungefähr gleich dem Quotienten Arbeitswiderstand : Emitterwiderstand, wobei sich der letztere aus innerem und äußerem Emitterwiderstand zusammensetzt. Der innere Emitterwiderstand ist $r_E = U_T : I_E$ = 26 mV : 2 mA = 13 Ω.

Als äußerer Emitterwiderstand wirkt der Serienwiderstand des 20-μF-Tantal-Elektrolyt-Kondensators laut Datenblatt < 5 Ω, angenommen 4 Ω. Die Spannungsverstärkung der Treiberstufe ist somit

$$\frac{6400\,\Omega}{(13\,\Omega + 4\,\Omega)} = 377.$$

Der Arbeitswiderstand der Vorstufe besteht aus der Parallelschaltung des Eingangswiderstandes des Transistors BFY 39–3, 17 Ω · 250 = 4 250 Ω, und des Kollektorwiderstandes, 3 300 Ω, was etwa 1 860 Ω ergibt. Der innere Emitterwiderstand des BCY 51 ist bei I_C = 2,5 mA:

$$r_E = \frac{U_T}{I_E} = \frac{26 \cdot 10^{-3}}{2{,}5 \cdot 1^{-3}0} = 10{,}4\ \Omega.$$

Somit wird die Spannungsverstärkung der Vorstufe

1 860 : 10,4 = 180.

Die Gesamtverstärkung ist dann

377 · 180 = 0,68 · 10^5.

Daraus resultiert die für Vollaussteuerung erforderliche Eingangsspannung:

7,3 V : (0,68 · 10^5) = 0,107 mV.

Frequenzgang, Klirrfaktor, Verlustleistung

Bild 5 zeigt den Frequenzgang des Verstärkers unter folgenden Meßbedingungen:

Ausgangsleistung 1,2 W bei f = 1 kHz;

Innenwiderstand des Tongenerators: 60 Ω;

Leerlaufspannung des Tongenerators: 0,60 mV;

Ausgang mit 2 Ω reell abgeschlossen, Lautstärkeregler voll aufgedreht.

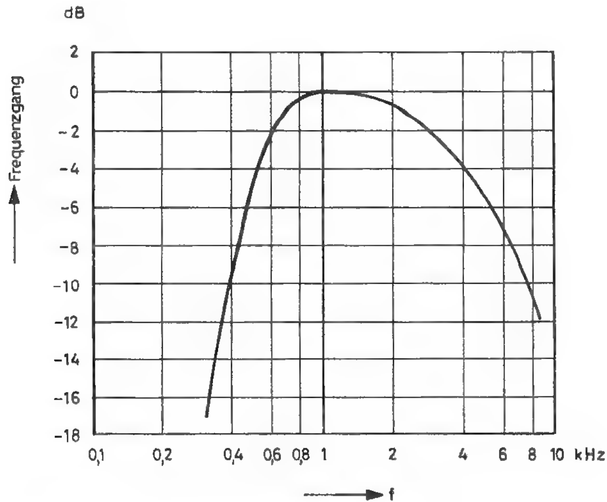


Bild 5: Frequenzgang des Verstärkers

Der Klirrfaktor der Ausgangsspannung ist bei 1,2 W und 1 kHz etwa 2,5 %. Er steigt in Richtung auf die hohen und tiefen Frequenzen etwas an.

Die Verlustleistung der Transistoren in Vor- und Treiberstufe ist so gering, daß es sich erübrigt, sie genau auszurechnen. Bei der Endstufe ist dies jedoch erforderlich. Die gesamte Transistor-Verlustleistung einer Gegentakt-B-Endstufe ergibt sich für eine ideale Endstufe aus der Ausgangsleistung nach der Gleichung

$$P_V = \frac{4\ P_0}{\pi^2}.$$

Im vorliegenden Fall ist

$$P_V = \frac{4 \cdot 1,2}{\pi^2} = 0,49\ \text{W}.$$

In der Praxis wird man auf diesen Wert rund 20 % aufschlagen, so daß man hier mit ca. 0,6 W rechnen muß. Diese Leistung verteilt sich auf zwei Transistoren, d. h. ein Transistor BSX 22 wird mit 300 mW belastet. Das ist weit weniger als für Betrieb ohne Kühlkörper zulässig. Es empfiehlt sich jedoch, im Interesse einer guten thermischen Stabilität der Endstufe jeden Transistor mit einem Kühlstern KS 1 zu versehen.

Transformatordaten:

Treibertransformator $Ü_1$:

Kern M 30/7, Dynamoblech IV, Wechselseitig geschichtet
primär 2 000 Wdg. 0,10 mm ø CuL
sekundär 2 x 350 Wdg. 0,20 mm ø CuL, bifilar gewickelt

Ausgangstransformator $Ü_2$:

Kern M 30/7, Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet
primär 2 x 150 Wdg. 0,30 mm ø CuL, bifilar gewickelt
sekundär 36 Wdg. 0,75 mm ø CuL

Netztransformator Tr:

Kern M 42/15, Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet
primär 4 500 Wdg. 0,08 mm ø CuL
sekundär I 300 Wdg. 0,40 mm ø CuL
sekundär II 750 Wdg. 0,08 mm ø CuL

Literatur

Mielke, Horst: Der Zusammenhang zwischen B und β bei Transistoren, Internationale Elektronische Rundschau 1965, S. 337–338.

INTERMETALL Sonderdruck 40/1967

Horst Mielke
Rudolf Sydow

Entwurf eines Stereo-Entzerrerverstärkers mit Silizium-Planar-Transistoren für magnetische Tonabnehmer

ITT INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 501 20
Telex 07-72 716

Entwurf eines Stereo-Entzerrerverstärkers mit Silizium-Planar-Transistoren für magnetische Tonabnehmer*

von Ing. Horst Mielke und Ing. Rudolf Sydow, INTERMETALL GmbH, Freiburg

* Sonderdruck aus Funktechnik 1966, Heft 13

1. Aufgabenstellung

Der Verstärker soll die Ausgangsspannung eines magnetischen Tonabnehmers von etwa 10...20 mV so verstärken, daß sie ungefähr so groß wird wie die Ausgangsspannung eines Kristall-Tonabnehmers, das heißt auf etwa 0,5 V. Außerdem muß im Verstärker die Schneidkennlinien-Entzerrung enthalten sein, die ein Kristall-Tonabnehmer bei richtigem Abschluß automatisch vornimmt. Der Aufwand an Bauelementen ist möglichst kleinzuhalten.

Die gewünschten technischen Daten des Verstärkers sind:

Eingangsspannung:	max. 20 mV_{eff}
Eingangswiderstand:	etwa 50 kOhm
Spannungsverstärkung bei 1 kHz:	etwa 50 ≙ 34 dB
Ausgangswiderstand:	etwa 10 kOhm
maximale unverzerrte Ausgangsspannung:	etwa 3 V_{eff} bei 10 kHz
Klirrfaktor:	$< 0,5$ %
Störspannungsabstand:	80 dB

Der Frequenzgang soll, bezogen auf die Spannung am Eingang *E* des Verstärkers, gleich dem Spiegelbild der Schneidkennlinie für Stereo-Mikrorillenplatten nach DIN 45 546 und DIN 45 547 sein. Diese Kennlinie wird durch die Zeitkonstanten 75 μs, 318 μs und 3180 μs bestimmt. Abweichend von der Normkurve sollen die tiefen Frequenzen bei etwa 30 Hz um etwa 3 dB abgesenkt werden, um die vom Laufwerk erzeugten Rumpelgeräusche zu dämpfen.

Der genormte Schneidfrequenzgang für Stereo-Mikrorillenplatten und der dazu spiegelbildliche ideale Entzerrerfrequenzgang sind in Bild 1 dargestellt.

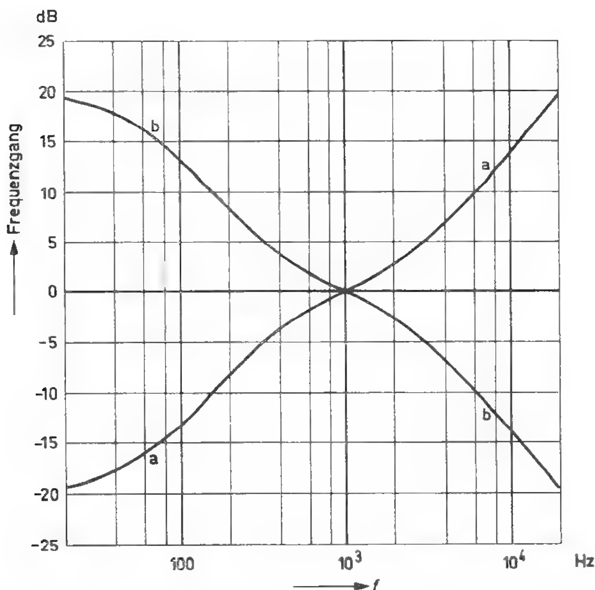


Bild 1: Schneidfrequenzgang für Stereo-Schallplatten (Kurve *a*) und erforderlicher Entzerrerfrequenzgang (Kurve *b*)

2. Entwurf des Stereo-Entzerrerverstärkers

2.1. Wirkungsweise der gewählten Schaltung

Jeder der beiden Kanäle enthält einen zweistufigen Transistorverstärker nach Bild 2. Die Transistoren *T* 1, *T* 2 des Verstärkers sind direkt gekoppelt und arbeiten in Emitterschaltung, wobei der Arbeitspunkt durch zwei Gleichstromgegenkopplungen stabilisiert ist. Den gewünschten Frequenzgang der Spannungsverstärkung bewirkt ein Gegenkopplungsnetzwerk aus *RC*-Gliedern zwischen Kollektor des zweiten und Emitter des ersten Transistors.

Zum besseren Verständnis der Wirkungsweise seien zunächst die Kondensatoren C_1 und C_2 sowie der Widerstand R_2 entfernt, und C_4 sei durch einen 1000-μF-Elektrolytkondensator C_4' ersetzt. Die Schaltung eines Verstärkers in dieser vereinfachten Form zeigt Bild 3:

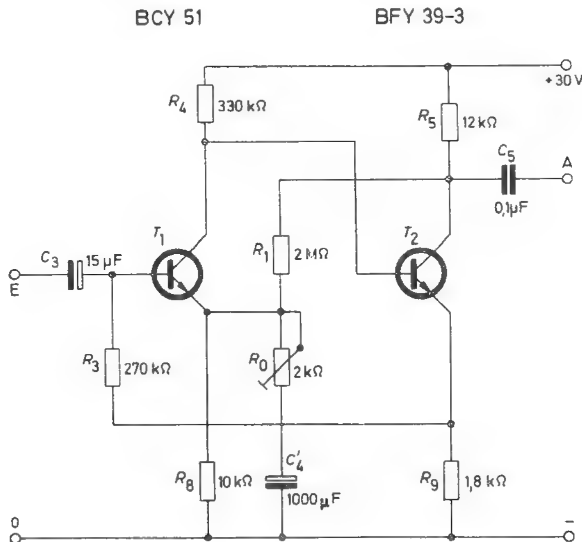


Bild 3: Vereinfachte Schaltung des Verstärkers ohne den Frequenzgang bestimmende Glieder

Beide Verstärkerstufen arbeiten jetzt ebenfalls in Emitterschaltung und sind nach wie vor direkt gekoppelt. Es sind zwei Gegenkopplungen vorhanden, die sowohl für Wechselstrom als auch für Gleichstrom wirksam sind. Infolge der Gleichstromgegenkopplung ist der Arbeitspunkt des Verstärkers praktisch unabhängig von Exemplarstreuungen der Transistoren und von Schwankungen der Umgebungstemperatur.

Eine spannungsproportionale Spannungsgegenkopplung führt über einen Spannungsteiler vom Kollektor des Transistors *T* 2 (BFY 39-3) auf den Emitter von *T* 1 (BCY 51). Für Gleichstrom besteht der Gegenkopplungsspannungsteiler aus den Widerständen R_1 (2 Megohm) und R_8 (10 kOhm), für Wechselstrom aus R_1 und dem Potentiometer R_0 (2 kOhm). Mit Hilfe von R_0 ist die Spannungsverstärkung bei 1 kHz auf 34 dB einzustellen. Allerdings wird damit gleichzeitig der Eingangswiderstand des Verstärkers verändert.

Eine stromproportionale Stromgegenkopplung bewirkt R_3 (270 kOhm), der zwischen Emitter von *T* 2 und Basis von *T* 1 angeordnet ist. Auch diese Gegenkopplung beeinflußt den Eingangswiderstand des Verstärkers.

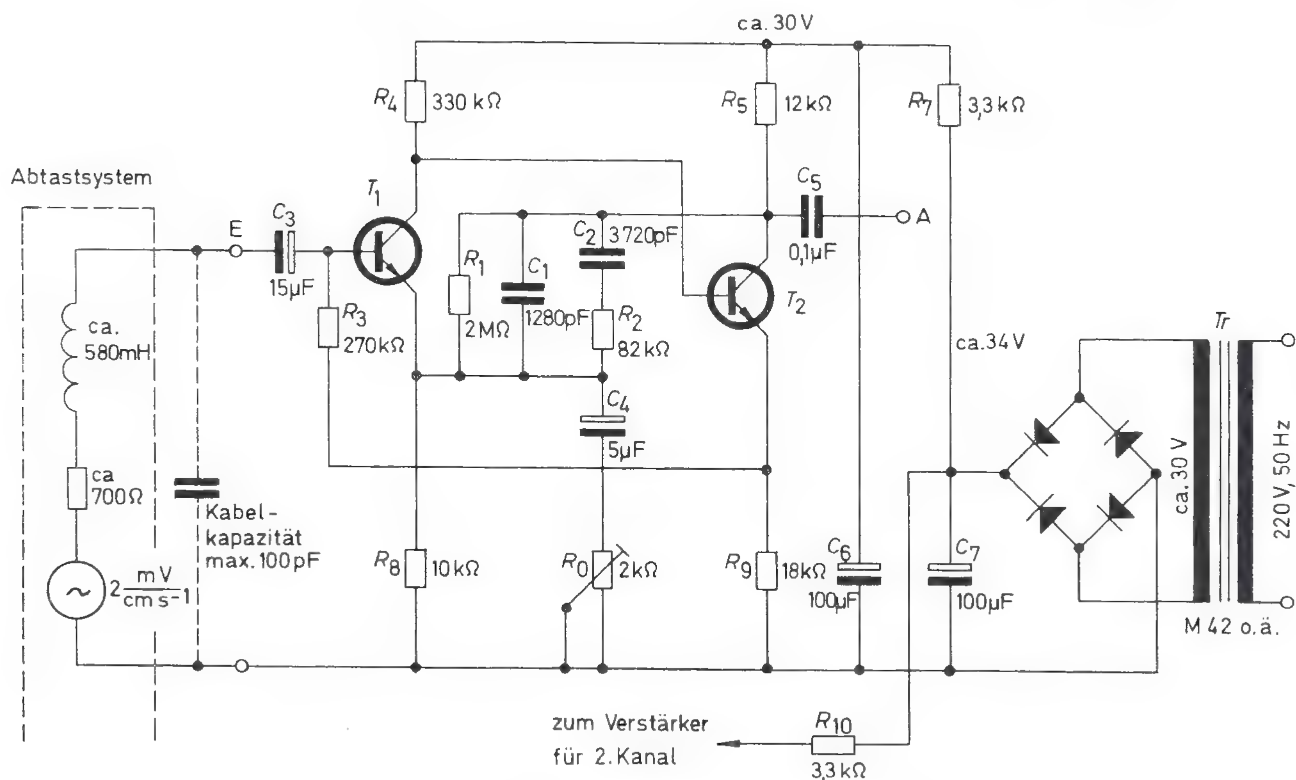


Bild 2: Schaltung des Stereo-Entzerrerverstärkers. Empfohlene Bauelemente: C_1, C_2 Styroflexkondensatoren; C_4, C_5 Elektrolytkondensatoren für 3 V Betriebsspannung (zum Beispiel „TAAG 5/3" und „TAAG 15/3" von SEL); C_6, C_7 Elektrolytkondensatoren für 35/40 V; alle Schichtwiderstände und Trimmer für 1/4 W; Kern des Netztransformators *Tr* beispielsweise M 42

Um nun den gewünschten Frequenzgang für die Schneidkennlinienentzerrung zu erhalten, seien in den Spannungsteiler der Spannungsgegenkopplung parallel zu R_1 noch zwei Kondensatoren C_1 und C_2 sowie ein Widerstand R_2 eingefügt (Bild 4). Der Gesamtwiderstand dieser Kombination hat — unter Berücksichtigung der Grundverstärkung des Verstärkers — den Frequenzgang, der für die Spannungsverstärkung gefordert ist. Die Spannungsverstärkung ist (mit Einschränkungen) dem Teilerverhältnis des Gegenkopplungsteilers proportional und hat somit gleichfalls den für die Schneidkennlinienentzerrung gewünschten Frequenzgang.

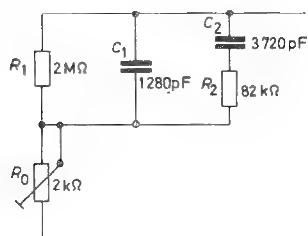


Bild 4: Entzerrernetzwerk

Es fehlt jetzt noch die Tiefenabsenkung bei 30 Hz. Sie ist dadurch zu erreichen, daß C_4' (1000 μF) in der Emitterkombination von *T* 1 auf 5 μF verkleinert wird. Bei höheren Frequenzen ist der Blindwiderstand eines 5-μF-Kondensators klein gegenüber dem Potentiometer R_0 (2 kOhm) und deshalb zu vernachlässigen. Unterhalb 50 Hz kommt der Blindwiderstand des 5-μF-Kondensators in die Größenordnung des Potentiometerwiderstandes und erhöht also den Widerstand des unteren Zweiges des Gegenkopplungsspannungsteilers; das bedeutet eine kleinere Spannungsverstärkung in diesem Frequenzbereich.

Die Rauschspannung von R_3 liegt bei offenem Verstärkereingang voll auf der Basis des BCY 51. Das Rauschen wird wirksam durch den im Betrieb parallel zum Eingang liegenden Generatorwiderstand des Tonabnehmers reduziert, der bei tiefen Frequenzen, bei denen die Verstärkung am größten ist, einen Wert von rund 1 kOhm hat. Aus diesem Grund ist der Koppelkondensator C_3 am Eingang nicht auf die sonst übliche Weise nach der unteren Grenzfrequenz und dem Eingangswiderstand des Verstärkers zu bemessen, sondern nach einer Frequenz von ungefähr der Hälfte der unteren Grenzfrequenz des Verstärkers und nach dem Generatorwiderstand des Tonabnehmers. Das ergibt hier etwa 15 μF.

Im Interesse des geforderten Störabstandes von 80 dB muß die Versorgungsspannung sehr gut gesiebt sein. Da jeder Verstärker nur etwa 1 mA aufnimmt, ist der Aufwand an Siebkondensatoren mit 3×100 μF für beide Kanäle erträglich.

2.2. Berechnung der Schaltung

Um mit den verfügbaren zwei Transistoren eine hohe Verstärkung zu erreichen und stark gegenkoppeln zu können sowie um Siebmittel im Netzteil zu sparen, wird die Betriebsspannung mit 30 V ziemlich hoch gewählt.

2.2.1. Wahl der Transistoren und ihre Arbeitspunkte

Im Interesse hohen Eingangswiderstandes ist der erste Transistor *T* 1 bei möglichst kleinem Kollektorstrom zu betreiben. Günstig ist dafür der BCY 51, für den bei U_{CE} = 1,5 V und I_C = 0,1 mA eine Gleichstromverstärkung B > 60

garantiert wird. Der Kollektorwiderstand R_4 ergibt sich für I_C = 0,1 mA zu 30 V : 0,1 mA = 300 kOhm; gewählt werden 330 kOhm. Später ist noch zu berücksichtigen, daß über diesen Widerstand auch der Basisstrom des zweiten Transistors fließt und daß der Spannungsabfall an dem 330-kOhm-Widerstand kleiner als 30 V sein muß.

Der zweite Transistor *T* 2 benötigt für einen gewünschten Ausgangswiderstand von etwa 10 kOhm einen Arbeitswiderstand in der gleichen Größenordnung, an dem etwa die halbe Betriebsspannung abfällt. *T* 2 wird also mit etwa 1,5 mA Kollektorstrom betrieben und muß eine Sperrspannung von 30 V aushalten. Geeignet ist hierfür beispielsweise der BFY 39-3. Wenn der Kollektorwiderstand zu 12 kOhm gewählt wird und die Gleichspannung am Kollektor zu 18 V, dann ist der Kollektorstrom des BFY 39-3 genau 1 mA. Dabei ist mit einer Gleichstromverstärkung $B > 140$ zu rechnen; der Basisstrom des BFY 39-3 ergibt sich damit zu $I_B = I_C : B$ = 1 mA : 140 = 7,1 μA.

Jetzt sei die Spannung an der Basis des BFY 39-3 zu 2,5 V angenommen; an R_4 (330 kOhm) müssen dann 27,5 V abfallen. Der Strom durch R_4 ist demnach 27,5 V : 330 kOhm = 83,3 μA. Zieht man von diesem Wert den Basisstrom des BFY 39-3 mit 7,1 μA ab, dann verbleibt für den BCY 51 ein Kollektorstrom von 72,6 μA. Die Gleichstromverstärkung des BCY 51 ist bei I_C = 76 μA > 55, so daß in ihm ein Basisstrom von $I_B = I_C : B$ = 76 μA : 55 ~ 1,4 μA fließt.

Der Widerstand R_3 zwischen der Basis von *T* 1 und dem Emitter von *T* 2 muß einerseits wesentlich größer als der zu 50 kOhm gewünschte Eingangswiderstand des Verstärkers, jedoch andererseits nicht zu groß sein, damit der Basisstrom des BCY 51 keinen zu hohen Spannungsabfall an R_3 verursacht. Bei einem Wert von 270 kOhm ist der Spannungsabfall an R_3 etwa 1,4 μA · 270 kOhm ~ 380 mV.

Ausgehend von einer Spannung 2,5 V an der Basis von *T* 2 ist bei einem gegebenen Spannungsabfall von 0,6 V an der Basis-Emitter-Strecke die Spannung am Emitter von *T* 2 etwa 2,5 V — 0,6 V = 1,9 V; an der Basis von *T* 1 liegt dann (bei 0,38 V Spannungsabfall an R_3) eine Spannung von 1,9 V — 0,38 V = 1,52 V, woraus sich schließlich bei einem gegebenen Spannungsabfall von 0,52 V an der Basis-Emitter-Strecke von *T* 1 an dessen Emitter eine Spannung von etwa 1,52 V — 0,52 V = 1 V einstellt. Die Summe von Kollektorstrom des BCY 51 (~ 76 μA) und Strom durch den Gegenkopplungswiderstand R_1 (etwa 18 V — 1 V) : 2 Megohm = 8,5 μA) muß demnach am Emitterwiderstand R_8 von *T* 1 einen Spannungsabfall von 1 V erzeugen. Es ist 1 V : (76 μA + 8,5 μA) = 11,8 kOhm. Da bisher mit der Mindeststromverstärkung beider Transistoren gerechnet wurde, diese aber im Mittel etwa um den Faktor 1,5 größer ist, wird der endgültige Wert für den Emitterwiderstand von *T* 1 mit 10 kOhm gewählt. Für den BFY 39-3 ergibt sich der Emitterwiderstand zu 1,9 V : 1 mA = 1,9 kOhm; gewählt werden 1,8 kOhm.

2.2.2 Berechnung der Schaltelemente für das Entzerrernetzwerk

Die Blockschaltung des Verstärkers ist in Bild 5 dargestellt.

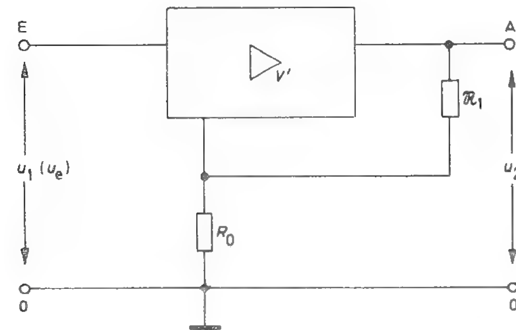


Bild 5: Blockschaltbild des Entzerrerverstärkers

$$v' = \frac{u_2}{u_e} \qquad (1)$$

ist die Spannungsverstärkung ohne Gegenkopplung ($\mathrm{R}_1 \to \infty$).

$$v_{(p)} = \frac{u_2}{u_1} \qquad (2)$$

ist die Spannungsverstärkung bei der Frequenz *f* mit Gegenkopplung, wobei $p = j\,\omega = j\,2\,\pi f$.

Aus Bild 5 und Gl. (1) sowie Gl. (2) folgen

$$u_1 = u_e + u_2 \cdot \frac{R_0}{\mathrm{R}_1 + R_0} = u_e + v' \cdot u_e \cdot \frac{R_0}{\mathrm{R}_1 + R_0}\,, \qquad (3)$$

$$u_1 = u_e \left(1 + v' \cdot \frac{R_0}{\mathrm{R}_1 + R_0}\right). \qquad (4)$$

Wenn man Gl. (4) in Gl. (2) einsetzt, erhält man

$$v_{(p)} = \frac{u_2}{u_e} \cdot \frac{1}{1 + v' \cdot \dfrac{R_0}{\mathrm{R}_1 + R_0}} = \frac{v'}{1 + v' \cdot \dfrac{R_0}{\mathrm{R}_1 + R_0}}. \qquad (5)$$

Für $\mathrm{R}_1 \gg R_0$ wird daraus

$$v_{(p)} = \frac{v'}{1 + v' \cdot \dfrac{R_0}{\mathrm{R}_1}}. \qquad (6)$$

Die Spannungsverstärkung *v'* läßt sich überschläglich wie folgt ermitteln: Die Spannungsverstärkung v_b von *T* 2 (BFY 39-3) ist etwa gleich dem Quotienten Arbeitswiderstand in der Kollektorleitung zum Emitterwiderstand, also v_b = 12 kOhm : 1,8 kOhm = 6,7. Hierbei wurde der innere Emitterwiderstand $r_e = U_T : I_E$ = 26 mV : 1 mA = 26 Ohm vernachlässigt, da er klein gegen den äußeren Emitterwiderstand R_9 (1,8 kOhm) ist.

Der Eingangswiderstand R_e an der Basis des BFY 39-3 ist gleich den Produkt Kleinsignalstromverstärkung × Emitterwiderstand. Für I_C = 1 mA kann man beim BFY 39-3 mit $\beta > 180$ rechnen, und somit ist R_e = 180 · 1,8 kOhm = 330 kOhm. Der Arbeitswiderstand des BCY 51 ergibt sich aus der Parallelschaltung des Kollektorwiderstandes R_4 (330 kOhm) und des vorstehend errechneten Eingangswiderstandes des BFY 39-3 (ebenfalls 330 kOhm) zu 165 kOhm. Die Spannungsverstärkung von *T* 1 folgt entsprechend aus dem Quotienten Arbeitswiderstand : Emitterwiderstand, wobei in diesem Fall als Emitterwiderstand die Summe von äußerem und innerem Ermitterwiderstand einzusetzen ist, da im Gegensatz zur zweiten Stufe der innere Emitterwiderstand bei derart kleinem Kollektorstrom ziemlich hoch ist und nicht gegenüber dem äußeren Emitterwiderstand vernachlässigt werden kann. Es ist demnach r_e = 26 mV : 76 μA = 340 Ohm und damit die Spannungsverstärkung des BCY 51 also

$$v_a = \frac{165 \cdot 10^3\ \mathrm{Ohm}}{340\ \mathrm{Ohm} + R_0}, \text{ wobei } R_0 \text{ später festgelegt wird.}$$

Die Gesamtverstärkung ohne Gegenkopplung ist

$$v' = v_b \cdot v_a = 6{,}7 \cdot \frac{165 \cdot 10^3\ \mathrm{Ohm}}{360\ \mathrm{Ohm} + R_0}$$

Beim Aufnehmen einer Schallplatte wird vor die Schneiddose ein Vorverzerrer geschaltet. Dieser bewirkt, daß bei konstanter Tonfrequenzspannung am Eingang des Schneidverstärkers die Lichtbandbreite oder Schnelle der Schallplattenrille den Frequenzgang *a* nach Bild 1 hat. Der Frequenzgang ist durch die drei Zeitkonstanten τ_1, τ_2 und τ_3 definiert. Die Ausgangsspannung eines magnetischen Tonabnehmersystems ist der Schnelle proportional. Tastet man also eine mit dem Frequenzgang *a* aufgenommene Schall-

platte mit einem magnetischen System ab, dann hat auch die von dem Magnetsystem abgegebene Wechselspannung u_1 den Frequenzgang a, ausgedrückt durch die Gleichung

$$u_1 = k \cdot \frac{(1 + p\,\tau_1)\,(1 + p\,\tau_3)}{(1 + p\,\tau_2)}\,. \tag{8}$$

Darin ist $p = j\,\omega = j\,2\,\pi\,f$ die Kreisfrequenz der Spannung u_1 und k eine Konstante, die die Empfindlichkeit des Tonabnehmersystems enthält.

Um die beim Schneiden der Schallplatte vorgenommene Vorverzerrung rückgängig zu machen, muß die Spannungsverstärkung des Entzerrerverstärkers den zu a spiegelbildlichen Frequenzgang b haben, ausgedrückt durch die Gleichung

$$v_{(p)} = \frac{v'}{K} \cdot \frac{1 + p\,\tau_2}{(1 + p\,\tau_1)\,(1 + p\,\tau_3)}. \tag{9a}$$

Darin ist $K = \frac{v'}{v_{(0)}}$ der Gegenkopplungsfaktor für $p = 0$, und es wird

$$v_{(p)} = v_{(0)} \cdot \frac{1 + p\,\tau_2}{(1 + p\,\tau_1)\,(1 + p\,\tau_3)}. \tag{9b}$$

Aus den Gleichungen (6) und (9) erhält man

$$v_{(p)} = \frac{v'}{1 + v' \cdot \frac{R_0}{\mathrm{R}_1}} = \frac{1 + p\,\tau_2}{(1 + p\,\tau_1)\,(1 + p\,\tau_3)} \cdot \frac{v'}{K}, \tag{9c}$$

und daraus

$$1 + v' \frac{R_0}{\mathrm{R}_1} = K \cdot \frac{(1 + p\,\tau_1)\,(1 + p\,\tau_3)}{1 + p\,\tau_2}. \tag{9d}$$

Gl. (9d) ist eine Bestimmungsgleichung für R_1. Wird für R_1 das Netzwerk nach Bild 6 gewählt, dann erhält man dafür

$$\mathrm{G}_1 = \frac{1}{\mathrm{R}_1} = \frac{\frac{1}{R_2} \cdot pC_2}{\frac{1}{R_2} + pC_2} + pC_1 + \frac{1}{R_1}, \tag{10a}$$

$$\mathrm{G}_1 = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1 + p\,(C_2 R_2 + C_1 R_1 + C_2 \cdot R_1) + p^2 C_1 R_1 C_2 R_2}{1 + p\,C_2 R_2}. \tag{10b}$$

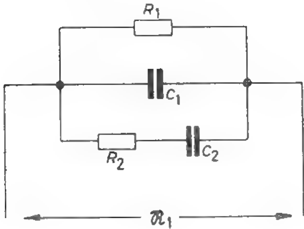


Bild 6: Gegenkopplungswiderstand R_1

Beim Einsetzen dieses Ausdrucks für $\mathrm{G}_1 = 1/\mathrm{R}_1$ in Gl. (9d) ergibt sich als Bestimmungsgleichung für C_1, C_2, R_1 und R_2

$$1 + v' \cdot \frac{R_0}{R_1} \cdot \frac{1 + p\,(C_2 R_2 + C_1 R_1 + C_2 R_1) + p^2 C_1 R_1 C_2 R_2}{1 + p\,C_2 R_2} = K \cdot \frac{1 + p\,(\tau_1 + \tau_3) + p^2\,\tau_1\,\tau_3}{1 + p\,\tau_2}. \tag{11a}$$

und daraus Gl. (11b).

Durch Koeffizientenvergleich gleicher Potenzen in p erhält man

$$1 + v' \frac{R_0}{R_1} = K, \tag{12a}$$

$$R_1 = R_0 \cdot \frac{v'}{K - 1}, \tag{12b}$$

$$C_2 R_2 = \tau_2, \tag{13a}$$

$$C_2 R_2 \left(1 + v' \frac{R_0}{R_1}\right) + v' \frac{R_0}{R_1} (C_1 R_1 + C_2 R_1) = K(\tau_1 + \tau_3), \tag{13b}$$

$$\tau_2 \cdot K + v' \cdot R_0\,(C_1 + C_2) = K(\tau_1 + \tau_3), \tag{13c}$$

$$C_1 + C_2 = \frac{K}{v' \cdot R_0} (\tau_1 + \tau_3 - \tau_2), \tag{14a}$$

$$v' \cdot \frac{R_0}{R_1} \cdot C_1 R_1 \tau_2 = K \tau_1 \tau_3, \tag{14b}$$

$$C_1 = \frac{K}{v' \cdot R_0} \cdot \frac{\tau_1 \tau_3}{\tau_2}. \tag{15}$$

Der Ausdruck $\frac{v'}{K} = v_{(0)}$ ist nach Gl. (9a) die Verstärkung mit Gegenkopplung für $p = 0$. Mit dieser Abkürzung wird aus Gl. (15) dann

$$C_1 = \frac{1}{v_{(0)} \cdot R_0} \cdot \frac{\tau_1 \tau_3}{\tau_2}. \tag{16}$$

Wenn man Gl. (16) in Gl. (14a) einsetzt, ergibt sich

$$C_2 = \frac{1}{v_{(0)} \cdot R_0} \left(\tau_1 + \tau_3 - \tau_2 - \frac{\tau_1 \tau_3}{\tau_2}\right). \tag{17}$$

Aus Gl. (13a) und Gl. (17) wird

$$R_2 = v_{(0)} \cdot R_0 \frac{\tau_2^2}{\tau_1 \tau_2 + \tau_3 \tau_2 - \tau_1 \tau_3 - \tau_2^2}. \tag{18}$$

Setzt man in Gl. (12b) $K = \frac{v'}{v_{(0)}}$ ein, dann folgt

$$R_1 = R_0 \frac{v_{(0)}}{1 - \frac{v_{(0)}}{v'}}. \tag{19}$$

Mit dem gewählten Netzwerk nach Bild 6 ist der vorgeschriebene Frequenzgang realisierbar. Die Bestimmungsgleichungen für C_1, C_2, R_1 R_2 sind Gl. (16) bis Gl. (19).

Man sieht, daß C_1, C_2 und R_2 nicht von der Verstärkung v' ohne Gegenkopplung abhängen, wohl aber R_1. Für den Fall $v' \gg v_{(0)}$ verschwindet auch diese Abhängigkeit, und Verstärkung und Frequenzgang des Verstärkers werden ausschließlich durch das Gegenkopplungsnetzwerk bestimmt.

Um C_1, C_2, R_1 und R_2 ausrechnen zu können, müssen zuerst $v_{(0)}$ und R_0 bestimmt werden. Wie schon erwähnt, ist $v_{(0)}$ die Spannungsverstärkung mit Gegenkopplung bei der Frequenz $p = j\omega = 0$. Für $f = 1000$ Hz ist $v_{(1000)} = 50$ ≙ 34 dB gefordert.

$$\frac{1 + v' \frac{R_0}{R_1} + p \left[C_2 R_2 + v' \frac{R_0}{R_1} (C_2 R_2 + C_1 R_1 + C_2 R_1) \right] + p^2 v' \frac{R_0}{R_1} C_1 R_1 C_2 R_2}{1 + p\,C_2 R_2} = \frac{K + pK(\tau_1 + \tau_3) + p^2 K \tau_1 \tau_3}{1 + p\,\tau_2}. \tag{11b}$$

Aus Gl. (9a) wird

$$\left|\frac{v_0}{v_{(p)}}\right| = \left|\frac{(1+p\,\tau_1)\,(1+p\,\tau_3)}{1+p\,\tau_2}\right|. \qquad (20)$$

Mit $\tau_1 = 3180 \cdot 10^{-6}$ s, $\tau_2 = 318 \cdot 10^{-6}$ s und $\tau_3 = 75 \cdot 10^{-6}$ s sowie $p = \mathrm{j}\ \omega = \mathrm{j}\,2\,\pi\,1000\ \mathrm{s}^{-1}$ ist dann

$$\left|\frac{v_0}{v_{(1000)}}\right| = \left|\frac{(1+\mathrm{j}\,6280\ \tau_1)\,(1+\mathrm{j}\,6280\ \tau_3)}{1+\mathrm{j}\,6280\ \tau_2}\right|, \qquad (21a)$$

$$\left|\frac{v_0}{v_{(1000)}}\right| = \left|\frac{(1+\mathrm{j}\,20)\,(1+\mathrm{j}\,0{,}47)}{1+\mathrm{j}\,2}\right| = 9{,}82. \qquad (21b)$$

Damit wird $|v_{(0)}| = |v_{(1000)}| \cdot 9{,}82 = 50 \cdot 9{,}82 = 490.$ (22)

Für 20 kHz ergibt sich

$$\left|\frac{v_{(0)}}{v_{(20\,000)}}\right| = \left|\frac{(1+\mathrm{j}\,125{,}6 \cdot 10^3\ \tau_1)\ (1+\mathrm{j}\,125{,}6 \cdot 10^3\,\tau_3)}{1+\mathrm{j}\,125{,}6 \cdot 10^3 \cdot \tau_2}\right|, \qquad (23a)$$

$$\left|\frac{v_{(0)}}{v_{(20\,000)}}\right| = \left|\frac{(1+\mathrm{j}\,400)\ (1+\mathrm{j}\,9{,}42)}{(1+\mathrm{j}\,40)}\right| = 94{,}7 \qquad (23b)$$

und

$$|v_{(20\,000)}| = \frac{|v_{(0)}|}{94{,}7} = \frac{490}{94{,}7} = 5{,}17. \qquad (24a)$$

Nun läßt sich R_0 festlegen. Da bei 20 000 Hz $v' \gg v_{(20\,000)}$ ist, gilt

$$|v_{(20\,000)}| = \left|\frac{R_1}{R_0}\right| = 5{,}17. \qquad (24b)$$

Der Widerstand R_1 liegt parallel zum Kollektorwiderstand R_5 (12 kOhm) des zweiten Transistors $T\,2$. Er darf nicht zu klein sein, weil sonst der Aussteuerbereich des Transistors zu sehr verringert wird. Wählt man aber R_1 groß, dann wird zwangsläufig auch R_0 groß. Ein großer Widerstand R_0 setzt jedoch die Grundverstärkung v' zu sehr herab. Außerdem vermindert man dadurch die klirrfaktorherabsetzende Wirkung der Gegenkopplung, weil für diesen Fall R_0 mit dem Eingangswiderstand r_e von $T\,1$ parallel liegt. Wählt man für $R_0 = 1{,}2$ kOhm, dann wird R_1

bei 20 000 Hz etwa 6 kOhm,
bei 15 000 Hz etwa 8 kOhm und
bei 10 000 Hz etwa 12 kOhm.

Der Aussteuerbereich des BFY 39-3 ergibt sich mit einem durchsteuerbaren Kollektorstrom von etwa 2 $\mathrm{mA_{ss}}$ und einem Arbeitswiderstand von 12 kOhm || 12 kOhm = 6 kOhm zu

$$\frac{2\ \mathrm{mA_{ss}} \cdot 6\ \mathrm{kOhm}}{2 \cdot \sqrt{2}} = 4{,}25\ \mathrm{V_{eff}}\ \text{für 10 kHz},$$

ist also ausreichend groß.

Der Eingangswiderstand am Emitter des BCY 51 ist für die gegengekoppelten Klirrkomponenten des Ausgangssignals bei 70 μA Kollektorstrom etwa 400 Ohm zuzüglich des von der Basisseite dieses Transistors auf den Emitter transformierten Quellwiderstandes des Magnetsystems, der je nach Frequenz etwa zwischen 100 Ohm und 10 kOhm liegen kann. Auf der Emitterseite erscheint der Quellwiderstand mit etwa 1 Ohm bis 100 Ohm (Division durch β), kann also gegenüber $r_e = 400$ Ohm vernachlässigt werden.

Aus dem Verhältnis $\frac{R_0}{r_e} = \frac{1{,}2\ \mathrm{kOhm}}{400\ \mathrm{Ohm}} = 3$ ist zu schließen,

daß die Wirkung der Klirrgegenkopplung etwa um den Faktor 3 kleiner ist als die der Frequenzganggegenkopplung.

Mit $R_0 = 1{,}2$ kOhm und $v_{(0)} = 490$ nach Gl. (22) ergibt sich aus Gl. (16) für C_1

$$C_1 = \frac{1}{490 \cdot 1200\ \mathrm{Ohm}} \cdot \frac{3180 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s} \cdot 75 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s}}{318 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s}} = 1{,}28\ \mathrm{nF}$$

aus Gl. (17) für C_2

$$C_2 = \frac{1}{490 \cdot 1200\ \mathrm{Ohm}} \left(3180 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s} + 75 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s} - 318 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s} - \frac{3180 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s} \cdot 75 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s}}{318 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s}}\right) = 3{,}72\ \mathrm{nF}.$$

Mit Gl. (13a) ist dann

$$R_2 = \frac{318 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{s}}{3{,}72 \cdot 10^{-9}\,\mathrm{As/V}} = 85{,}5\ \text{kOhm; gewählt 82 kOhm.}$$

Da R_0 inzwischen festliegt, läßt sich aus Gl. (7) die Gesamtverstärkung v' ermitteln zu

$$v' = 6{,}7 \cdot \frac{165 \cdot 10^3\ \mathrm{Ohm}}{360\ \mathrm{Ohm} + 1200\ \mathrm{Ohm}} = 710.$$

Mit v' folgt R_1 aus Gl. (19) zu

$$R_1 = 1200\ \mathrm{Ohm} \cdot \frac{490}{1 - \frac{490}{710}} = 1{,}9\ \mathrm{MOhm}.$$

Der bisherige Gang der Rechnung bezog sich auf den genormten Frequenzgang nach DIN 45 546 und DIN 45 547. Im Gegensatz dazu soll der Verstärker eine zusätzliche Tiefenabsenkung erhalten. Zu diesem Zweck wird ein 5-μF-Kondensator C_4 in Reihe mit R_0 geschaltet. Der Gleichstromweg für den Emitterstrom des BCY 51 wird durch den parallel geschalteten 10-kOhm-Widerstand R_8 wiederhergestellt. Infolge des Kondensators tritt bei

$$\omega = \frac{1}{R_0 \cdot C} = \frac{1}{1200\ \mathrm{Ohm} \cdot 5 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{As/V}} = 167\ \mathrm{s}^{-1}$$

entsprechend $f = 26{,}5$ Hz ein Verstärkungsabfall um 3 dB gegenüber der Normkurve ein. Nach tieferen Frequenzen hin nimmt der Abfall zu.

3. Schlußbetrachtung und technische Daten des Verstärkers

Es läßt sich aus der Berechnung der Schaltung ersehen, daß ein Kompromiß zwischen Aussteuerbereich bei hohen Frequenzen und Wirksamkeit der Gegenkopplung bei tiefen Frequenzen geschlossen werden muß. Die Verstärkungsreserve bei tiefer Frequenz, $\frac{v'}{v_{(0)}} = \frac{710}{490} = 1{,}45$, ist gering,

so daß der Gegenkopplungsfaktor klein ist und deshalb Streuungen der Bauelemente einen (wenn auch kleinen) Einfluß auf die Entzerrerkurve haben. Vermeiden läßt sich dies, wenn man eine Verstärkerstufe mehr vorsieht und dadurch stärker gegenkoppeln kann. Weiterhin ist der Eingangswiderstand frequenzabhängig, und zwar (auf Grund der frequenzabhängigen Gegenkopplung) spiegelbildlich zur Verstärkung; das zeigt Bild 7. Bedenklich für die Wiedergabequalität ist diese Frequenzabhängigkeit des Eingangswiderstandes nicht, da bei tiefen Frequenzen und entsprechend kleinem Eingangswiderstand auch der Generatorwiderstand und die Ausgangsspannung des Abtastsystems klein sind. Es wird also weder ein Verstärkungsabfall noch eine zu hohe Rückstellkraft im Magnetsystem auftreten. Bei hohen Frequenzen, bei denen der Generatorwiderstand des Abtastsystems hoch ist, ist auch der Eingangswiderstand des Verstärkers hoch und sichert eine einwandfreie Wiedergabe der Höhen.

Einen praktisch konstanten Eingangswiderstand kann man durch den schon erwähnten Mehraufwand einer zusätzlichen Verstärkerstufe erkaufen. Der echte Eingangswiderstand des dreistufigen Verstärkers ist sehr hoch, und man schaltet dann parallel zum Eingang einen 50-kOhm-Widerstand.

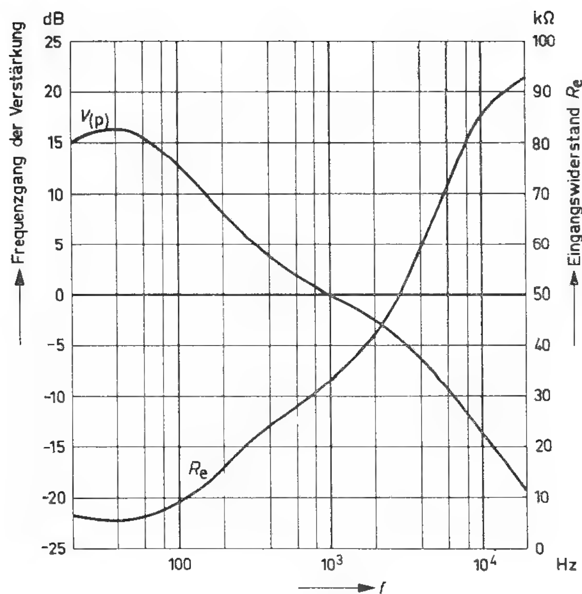


Bild 7: Frequenzgang der Spannungsverstärkung und des Eingangswiderstandes des beschriebenen Verstärkers.

Die mit dem Verstärker, dessen Schaltung bereits im Bild 2 wiedergegeben wurde, erreichten technische Daten sind im folgenden zusammengefaßt.

Anschlußspannung:	220 V, 50 Hz (bzw. 30...32 V_)
Stromaufnahme:	etwa 3 mA_ bei 30 V_ *)
Leistungsaufnahme:	etwa 2 VA bei 220 V, 50 Hz *)
Spannungsverstärkung:	50 ≙ 34 dB bei 1 kHz
Frequenzgang:	s. Bild 7; Abweichung von Bild 1 < 0,5 dB
Eingangswiderstand:	s. Bild 7
Klirrfaktor:	< 0,5 %
Störspannungsabstand:	80 dB
maximale unverzerrte Ausgangsspannung:	4 V_{eff} bei 10 kHz
Ausgangswiderstand:	Der Ausgangswiderstand ist ähnlich dem Eingangswiderstand, frequenzabhängig. Er liegt bei etwa 1 kOhm. Der Eingangswiderstand des nachgeschalteten Verstärkers sollte > 50 kOhm sein.

*) für beide Kanäle zusammen

4. Literatur

[1] DIN 45 546, Schallplatte St 45 (Stereo-Schallplatten für 45 U/min), Nov. 1962;
DIN 45 547, Schallplatte St 33 (Stereo-Schallplatten für $33\frac{1}{3}$ U/min), Nov. 1962.

[2] Kämmer, H. W.: Die Dimensionierung von Schneidkennlinien-Entzerrern.
Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 20, S. 688-690.

[3] Graumann, H. O.: Schallplatten-Schneidkennlinien und ihre Entzerrung.
Funkschau Bd. 30 (1958) S. 359-362 u. 386.

INTERMETALL Sonderdruck 41/1967

Horst Mielke
Rudolf Sydow

Hochwertiger Stereo-Entzerrerverstärker mit Si-Planar-Transistoren für magnetische Tonabnehmer

ITT INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 501 20
Telex 07-72716

Hochwertiger Stereo-Entzerrerverstärker mit Si-Planar-Transistoren für magnetische Tonabnehmer*

von Ing. Horst Mielke und Ing. Rudolf Sydow, INTERMETALL GmbH, Freiburg

* Sonderdruck aus Funktechnik 1967, Heft 2 und 3

1. Einleitung

Im INTERMETALL-Sonderdruck 40/1967, „Entwurf eines Stereo-Entzerrerverstärkers mit Silizium-Planar-Transistoren für magnetische Tonabnehmer", wurde die Schaltung eines zweistufigen Entzerrerverstärkers beschrieben und durchgerechnet. Die Forderung nach geringem Schaltungsaufwand ergab einen zwar nicht sehr belangreichen Schönheitsfehler: Der Eingangswiderstand war über den Frequenzbereich nicht konstant 50 kOhm, wie im Normblatt gefordert. Deshalb wurde noch die nachstehend beschriebene dreistufige Schaltung entwickelt, die höchsten Ansprüchen genügt. Bei $f = 1$ kHz ist eine Spannungsverstärkung 100 ≙ 40 dB zugrunde gelegt.

Im Bild 1 sind noch einmal Schneidfrequenzgang und Entzerrerfrequenzgang für Stereo-Schallplatten nach DIN 45 546 und DIN 45 547 wiedergegeben. Die Zeitkonstanten sind 75 µs, 318 µs und 3180 µs. Nachstehende Tabelle zeigt die Zahlenwerte für den erforderlichen Frequenzgang des Verstärkers:

20 Hz	+19,3 dB	2 kHz	— 2,6 dB
50 Hz	+17 dB	5 kHz	— 8,2 dB
100 Hz	+13,1 dB	10 kHz	—13,7 dB
200 Hz	+ 8,2 dB	15 kHz	—17,2 dB
500 Hz	+ 2,65 dB	20 kHz	—19,6 dB
1 kHz	0 dB	50 kHz	—27,5 dB

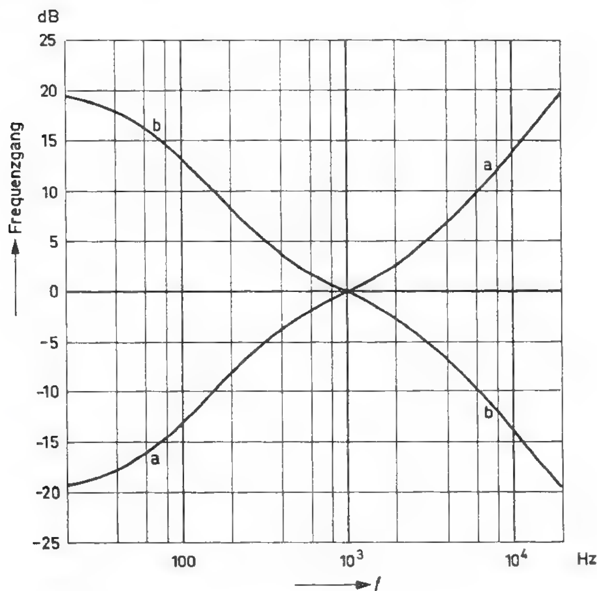


Bild 1: Schneidfrequenzgang für Stereo-Schallplatten (Kurve *a*) und erforderlicher Entzerrerfrequenzgang (Kurve *b*). Zahlenwerte siehe Tabelle

2. Entwurf des Verstärkers

2.1. Wirkungsweise der Schaltung

Die Schaltung nach Bild 2 ähnelt in ihrem Aufbau der des früher beschriebenen Verstärkers. Jedoch ist der zweite Transistor der früheren Schaltung durch zwei direktgekoppelte Transistoren ersetzt, von denen der erste in Kollektorschaltung und der zweite in Emitterschaltung betrieben wird. Die Leistungsverstärkung eines in Kollektorschaltung betriebenen Transistors ist zwar niedriger als die eines in Emitterschaltung betriebenen Transistors, reicht jedoch im vorliegenden Fall aus. Dafür gibt die zusätzliche Stufe das Signal gleichphasig weiter. Das ist hier erwünscht, damit die Gegenkopplung, die Verstärkung und Frequenzgang bestimmt, in von der früheren Schaltung her bekannter Weise vom Kollektor des letzten auf den Emitter des ersten Transistors geführt werden kann.

Hinsichtlich der Gleichstromversorgung ist der Verstärker etwas ungewöhnlich aufgebaut; er arbeitet mit einer positiven und einer negativen Betriebsspannung von je etwa 30 V. Dadurch wird es möglich, daß die Gleichstromgegenkopplung, die den Arbeitspunkt des über drei Stufen direktgekoppelten Verstärkers festlegt, über denselben Weg läuft, wie die Wechselstromgegenkopplung, die Frequenzgang und Verstärkung bestimmt. An Hand von Bild 3 läßt sich diese Art der Schaltung mit der Prinzipschaltung des zweistufigen Verstärkers nach Bild 4 vergleichen, bei dem die Gleichstromgegenkopplung vom Emitter des zweiten zur Basis des ersten und die Wechselstromgegenkopplung vom Kollektor des zweiten zum Emitter des ersten Transistors läuft.

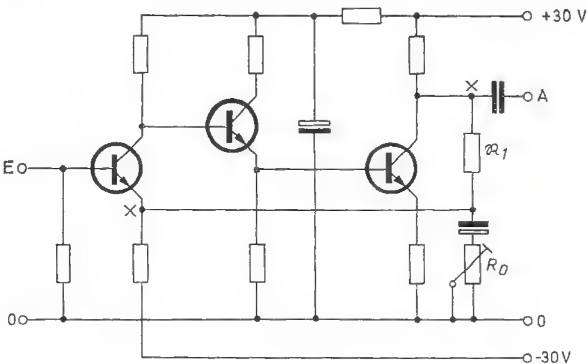


Bild 3: Prinzipschaltung des dreistufigen Verstärkers

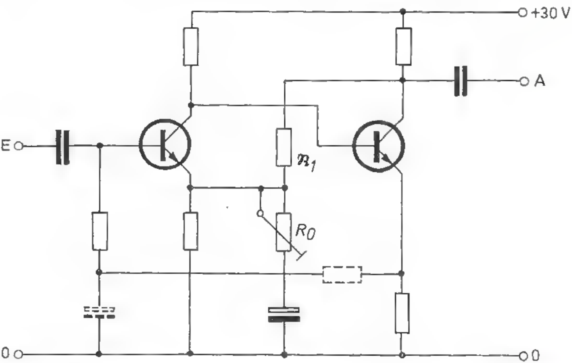


Bild 4: Prinzipschaltung des zweistufigen Verstärkers

Die Schaltung nach Bild 4 ist in der früher besprochenen Form betriebssicher. Sie wird jedoch kritisch, wenn das gestrichelt eingezeichnete *RC*-Siebglied hinzugefügt wird, um den bei tiefer Frequenz etwas kleinen Eingangswiderstand zu erhöhen. Dann sind nämlich drei *RC*-Zeitkonstanten für das Betriebsverhalten des Verstärkers wirksam, und es kann zu einer Selbsterregung des Verstärkers kommen; außerdem sind unter Umständen große Kondensatoren erforderlich.

Es gelten folgende Überlegungen: Für die Arbeitspunktstabilisierung muß die Bedingung erfüllt sein, daß die vom Ausgang auf den Eingang zurückgeführte Spannung gegenphasig ist. Werden im Rückführungszweig keine Siebglieder

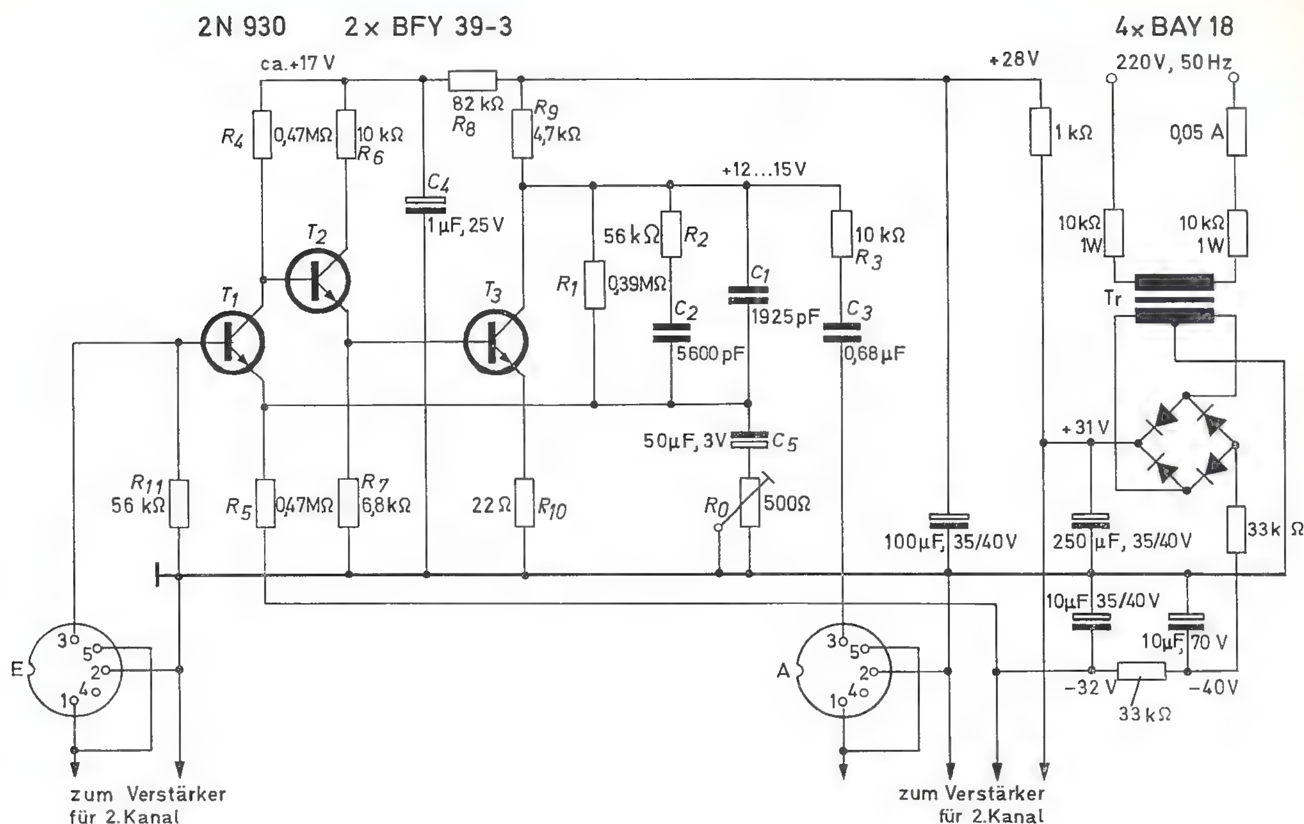


Bild 2: Schaltbild des dreistufigen Entzerrerverstärkers (nur ein Kanal gezeichnet). Tr: Netztrafo M 30/7, Dyn. Bl. IV, primär 8000 Wdgn., CuL 0,05 ∅, sekundär 2 x 3000 Wdgn., CuL 0,06 ∅.

verwendet, dann ist sie auch für alle Wechselspannungskomponenten gegenphasig. Dadurch wird aber der Eingangswiderstand des Verstärkers vermindert, was unerwünscht ist. Deshalb werden in den Gegenkopplungszweig *RC*-Siebglieder geschaltet, um die zurückgeführte Wechselspannung so zu schwächen, daß sie am Eingang nicht mehr wirksam werden kann.

Die erforderliche Abschwächung ergibt sich unter anderem aus der Verstärkung zwischen den beiden Punkten, zwischen denen der Rückführungszweig liegt. Macht man die Abschwächung gleich der Verstärkung, dann wird der Eingangswiderstand immer noch um den Faktor zwei herabgesetzt, wenn man die in Wirklichkeit durch das *RC*-Siebglied geänderte Phasenlage der zurückgeführten Wechselspannung außer acht läßt. Die Abschwächung muß also größer als die Verstärkung werden, wenn die Wechselstromeigenschaften des Verstärkers nur vernachlässigbar wenig durch die arbeitspunktstabilisierende Gleichstromgegenkopplung beeinflußt werden sollen. Da die Abschwächung des Wechselsignals mit *RC*-Siebgliedern vorgenommen werden muß, ist sie frequenzabhängig. Die Dimensionierung muß daher für die untere Grenzfrequenz erfolgen.

Mit der Abschwächung des Signals ist untrennbar eine Phasendrehung verbunden. Für ein *RC*-Glied ist sie im Grenzfall 90°. Werden zwei *RC*-Glieder hintereinandergeschaltet, dann kann die Phasendrehung im Grenzfall 180° werden und bei drei *RC*-Gliedern 270°. Alle Wechselspannungskomponenten, die im Stabilisierungsweg in der Phase um 180° gedreht worden sind, liegen nun aber gleichphasig mit der Eingangsspannung am Eingang und bewirken also eine Mitkopplung. Sind ihre Amplituden gleich oder größer als die Signalspannung, dann beginnt der Verstärker zu schwingen.

Man sieht sofort, daß bei Verwendung nur eines *RC*-Gliedes dieser Fall nicht eintreten kann, da die zusätzliche Phasendrehung nur maximal 90° beträgt. Gleiches gilt — grob betrachtet — auch bei zwei *RC*-Gliedern, da der Phasenwinkel von 180° erst bei sehr hoher Frequenz erreicht wird, für die die Abschwächung durch die *RC*-Glieder gegen unendlich geht, so daß damit die Amplitudenbedingung für die Selbsterregung nicht mehr erfüllt ist.

In der Praxis hat jedoch auch der Verstärker (selbst bei Gleichstromkopplung) bereits eine Phasendrehung bei tiefen Frequenzen, verursacht zum Beispiel durch die verwendeten Siebmittel. Eine Selbsterregung wird deshalb schon bei kleinerem Phasenwinkel als 180° im Stabilisierungszweig möglich. Bei Verwendung von drei *RC*-Gliedern ist meistens ebenfalls die Amplitudenbedingung für Selbsterregung erfüllt.

Bei der Auslegung des Stabilisierungszweiges sollte man jedoch nicht nur gerade eben verhindern, daß der Verstärker zu schwingen beginnt. Es ist vielmehr darauf zu achten, möglichst weit vom Einsatzpunkt der Schwingungen entfernt zu bleiben, weil sonst Einschwingvorgänge auftreten können, die Verzerrungen verursachen. Das sei an Hand von Bild 5 erläutert. Durch einen Spannungssprung am Eingang des Verstärkers (hier eine zum Zeitpunkt t_0 im Nulldurchgang eingeschaltete Sinusspannung) wird die Frequenz erregt, auf der der Verstärker schwingen würde, wenn die Amplitudenbedingung erfüllt wäre. Mit steigendem Abstand von der Selbsterregungsgrenze werden Überschwingen und Abklingzeit kleiner.

Würde man den Frequenzgang eines solchen Verstärkers aufnehmen, dann bekäme man in der Umgebung der Eigenfrequenz einen Verstärkungsanstieg. Das ist aber aus technischen Gründen schlecht möglich, da diese Eigenfrequenz meistens weit unterhalb der unteren Grenzfrequenz liegt (bei einigen 10^{-1} Hz) und sich so der direkten Messung entzieht. Die wirksamste Methode, einen Verstärker auf diese Eigenschaft zu prüfen, ist deshalb die Anwendung getasteter Sinusschwingungen (Bursts).

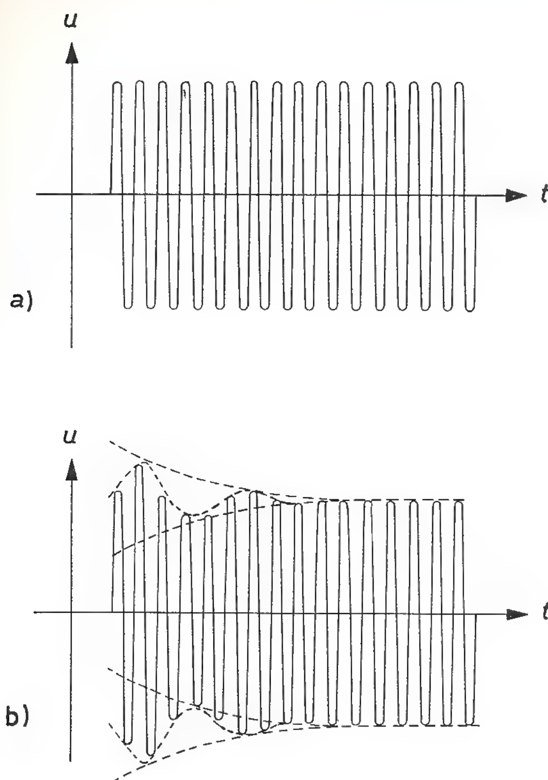


Bild 5: Einschwingvorgang bei einem Verstärker mit Schwingneigung

Um bei dem dreistufigen Verstärker nach Bild 3 die unerwünschte Schwingneigung möglichst kleinzuhalten, muß man bei der Dimensionierung der *RC*-Siebglieder folgende Überlegungen anstellen:

Die Wechselspannungsverstärkung zwischen den Anschlußpunkten × × des Stabilisierungszweiges sei v, die untere Grenzfrequenz des Verstärkers $p_u = j\,\omega\,f_u$. Die Dämpfung S eines *RC*-Gliedes ist unter der Voraussetzung

$$p\,\tau \gg 1 \text{ (mit } p = j\,\omega$$
$$\tau = R \cdot C)$$
$$S = p\,\tau.$$

Bei der unteren Grenzfrequenz soll die rückgeführte Spannung höchstens die Größe der Eingangsspannung haben, das heißt, von dem *RC*-Glied $R' \cdot C' = \tau'$ wird eine Dämpfung

$$S_u = p_u\,\tau' \geqq v$$

verlangt, das heißt, es muß sein

$$\tau' \geqq \frac{v}{p_u} \text{ oder } p_u \geqq \frac{v}{\tau'} \cdot$$

Ein zweites *RC*-Glied $R'' \cdot C'' = \tau''$ darf bei dieser Frequenz noch keine nennenswerte Phasendrehung haben ($p\,\tau = 1$ bedeutet schon 45°!).

Setzt man also

$$p_u\,\tau'' \leqq 1,$$

dann erhält man durch Einsetzen von

$$p_u \geqq \frac{v}{\tau'}$$

$$\frac{1}{\tau''} \geqq p_u \geqq \frac{v}{\tau'}$$

oder $\tau' \geqq v\,\tau''$.

Je größer zusätzliche Phasendrehungen (zum Beispiel im Verstärker oder im Netzteil) werden, desto größer muß man τ' — in bezug auf $v\,\tau''$ — machen, um vor Überschwingen sicher zu sein.

Die geschilderten Schwierigkeiten hinsichtlich der Dimensionierung der Zeitkonstanten im Gegenkopplungszweig, die bei der zweistufigen Schaltung nach Bild 4 auftreten, umgeht die dreistufige Schaltung nach Bild 3 auf elegante Weise dadurch, daß nur eine phasendrehende Zeitkonstante vorhanden ist. Das ist mit Hilfe der etwas ungewöhnlichen Schaltungsauslegung mit zwei Betriebsspannungen möglich; sie erlaubt, die arbeitspunktstabilisierende Gleichstromgegenkopplung mit der frequenzgang- und verstärkungsbestimmenden Wechselstromgegenkopplung in einem Gegenkopplungszweig zu vereinen.

2.2. Berechnung der Schaltung

Die Betriebsspannung ist mit etwa 30 V recht hoch gewählt, um eine große Verstärkung zu erreichen und dadurch stark gegenkoppeln zu können sowie um Siebmittel im Netzteil zu sparen.

2.2.1. Wahl der Transistoren und ihrer Arbeitspunkte

Die Eingangsstufe der Schaltung nach Bild 2 ist im Interesse kleinen Rauschens mit dem Transistor 2 N 930 (*T 1*) bestückt. Das ist ein Silizium-Planar-Transistor, der bei kleinem Kollektorstrom noch eine hohe Stromverstärkung hat und für den dabei eine kleine Rauchzahl garantiert wird. Der Generatorwiderstand des auf den Eingang arbeitenden Tonabnehmer-Magnetsystems (≈ 700 Ohm, ≈ 580 mH) liegt bei tiefen Frequenzen, bei denen die Verstärkung des Entzerrerverstärkers am höchsten ist, in der Größenordnung von 1 kOhm. Laut Datenblatt des 2 N 930 hat die Kurve $F = f(R_G)$ für einen Kollektorstrom von 30 µA in der Gegend von einigen Kiloohm ihr Minimum. Das ist für den vorliegenden Fall günstig, und es wird ein Kollektorstrom $I_{C\,1} \approx 30$ µA für den 2 N 930 gewählt.

Der Strom im Emitterwiderstand *R 5* des ersten Transistors *T 1* setzt sich zusammen aus dem Emitterstrom $I_{E\,1}$ und dem durch den Gegenkopplungswiderstand *R 1* vom Kollektor des letzten Transistors *T 3* gelieferten Strom $I_{R\,1}$. Diese beiden Ströme seien etwa gleich groß. Dann fließt durch den Emitterwiderstand *R 5* ein Strom $I_{R\,5} = 2 \cdot 30 = 60$ µA. Damit ergibt sich ein Wert *R 5* = 30 V : 60 µA = 0,5 MOhm; gewählt wird als Normwert *R 5* = 0,47 MOhm. Als Betriebsspannungen für die ersten beiden Stufen *T 1*, *T 2* seien etwa 15 ... 17 V (im Mittel 16 V) angenommen. Die Spannung am Kollektor des 2 N 930 wird rund 1 V sein. Damit am Kollektorwiderstand *R 4* der ersten Stufe etwa 15 V abfallen, muß er einen Wert *R 4* = 15 V : 30 µA = 0,5 MOhm haben; gewählt werden 470 kOhm.

Die zweite Stufe *T 2* und die dritte Stufe *T 3* sollen mit dem gegenüber dem 2 N 930 sehr viel preiswerteren BFY 39-3 bestückt werden. Zunächst sei die letzte Stufe *T 3* betrachtet. Dazu wird angenommen, daß der Eingangswiderstand des nachgeschalteten Verstärkers > 100 kOhm ist. Der mit dem Ausgangskoppelkondensator *C 3* in Reihe geschaltete 10-kOhm-Widerstand *R 3* beeinträchtigt dabei die Verstärkung praktisch nicht. Er bewirkt aber, daß ein eventuell wesentlich kleinerer Eingangswiderstand des nachfolgenden Verstärkers den Frequenzgang des Entzerrerverstärkers nicht beeinflußt, da der Lastwiderstand für den letzten Transistor stets > 10 kOhm ist.

Für den letzten Transistor *T 3* wird ein Kollektorstrom $I_{C\,3}$ von etwa 3 mA und eine Kollektorspannung $U_{C\,3}$ von etwa der halben Betriebsspannung festgelegt. Unter Zugrundelegung eines Spannungsabfalles $U_{R\,9}$ von etwa 15 V muß der Kollektorwiderstand *R 9* dann einen Wert von $R\,9 = U_{R\,9} : I_{C\,3}$ = 15 V : 3 mA = 5 kOhm erhalten; gewählt werden 4,7 kOhm. Bei dieser Dimensionierung ist auch bei hoher Frequenz, wenn das dann niederohmige Gegenkopplungsnetzwerk einen großen Strom aufnimmt, der Aussteuerbereich des Transistors genügend groß, um mehr als 5 V_{eff} unverzerrt abzugeben.

Um die durch den kollektorstromabhängigen inneren Emitterwiderstand $r_{e3} = U_T : I_{E3}$ erzeugten Oberwellen kleinzuhalten, sei in die Emitterleitung ein Widerstand *R 10* = 22 Ohm eingefügt, der mehr als doppelt so groß ist wie der innere Emitterwiderstand r_{e3} = 26 mV : 3 mA = 8,7 Ohm. Für den Kollektorstrom I_{C3} = 3 mA hat der BFY 39-3 eine mittlere Gleichstromverstärkung *B* von etwa 240, und man kann nach [2] etwa eine Kleinsignalstromverstärkung β von 290 erwarten. Damit läßt sich der Basisstrom zu $I_{B3} = I_{C3} : B$ = 3 mA : 240 = 12,5 µA und der Eingangswiderstand zu $R_{E3} = (r_{e3} + R_{10}) \cdot \beta$ = (8,7 Ohm + 22 Ohm) · 290 ≈ 8900 Ohm errechnen.

Der zweite Transistor *T 2* wird mit einem Kollektorstrom $I_{C2} \approx$ 100 µA betrieben, weil dabei die Stromverstärkung höher ist als bei 12,5 µA (Basisstrom der letzten Stufe). Zu diesem Zweck wird der Basis-Emitter-Strecke des letzten Transistors ein Widerstand *R 7* parallel geschaltet, dessen Wert die folgende Rechnung ergibt: Die Spannung U_{B3} an der Basis des letzten Transistors *T 3* ist $U_{B3} = U_{E3} + U_{BE3}$. Mit $U_{E3} = I_{E3} \cdot R_{10}$ = 3 mA · 22 Ohm = 66 mV und einer Basis-Emitterspannung $U_{BE3} \approx$ 550 mV ist U_{B3} = 66 mV + 550 mV ≈ 620 mV.

Wenn von I_{C2} = 100 µA etwa 10 µA in die Basis von *T 3* fließen, ist der Strom durch *R 7* etwa I_{R7} = 90 µA. Damit ergibt sich der Emitterwiderstand *R 7* der zweiten Stufe zu $R7 = U_{BE3} : I_{R7}$ = 620 mV : 90 µA = 6,9 kOhm; gewählt werden 6,8 kOhm.

Für den BFY 39-3 kann bei I_C = 0,1 mA laut Datenbuch mit *B* = 125 gerechnet werden, und nach [2] dürfte β etwa 160 sein. Der Basisstrom der zweiten Stufe *T 2* ist damit $I_{B2} = I_{C2} : B$ = 100 µA : 125 = 0,8 µA; er ist also klein gegenüber dem Kollektorstrom von 30 µA der ersten Stufe. Der Eingangswiderstand R_{E2} der zweiten Stufe ergibt sich aus der Parallelschaltung des 8,9 kOhm betragenden Eingangswiderstandes R_{E3} der letzten Stufe mit dem Emitterwiderstand *R 7* (6,8 kOhm) der zweiten Stufe, indem man zu

$$6{,}8\ \text{kOhm} \,||\, 8{,}9\ \text{kOhm} = 3{,}86\ \text{kOhm}$$

den inneren Emitterwiderstand

$$r_{e2} = \frac{U_T}{I_{E2}} = \frac{26\ \text{mV}}{0{,}1\ \text{mA}} = 260\ \text{Ohm}$$

der zweiten Stufe *T 2* addiert und diesen Wert mit der Kleinsignalstromverstärkung β_2 des Transistors multipliziert:

$$\begin{aligned} R_{E2} &= (R_7 \,||\, R_{E3} + r_{e2}) \cdot \beta_2 \\ &= (3{,}86\ \text{kOhm} + 0{,}260\ \text{kOhm}) \cdot 160 \\ &\approx 660\ \text{kOhm}. \end{aligned}$$

Das heißt, der erste Transistor *T 1*, der mit seinem Kollektorwiderstand *R 4* (470 kOhm) für die folgende Stufe *T 2* einen Generator mit etwa 470 kOhm Generatorwiderstand darstellt, wird ungefähr mit Leistungsanpassung betrieben.

Nun ist der Wert des vom Kollektor des letzten Transistors *T 3* zum Emitter des ersten Transistors *T 1* führende Gegenkopplungswiderstand *R 1* zu ermitteln. Er ist rechnerisch 15 V : 30 µA = 0,5 MOhm, jedoch wurde beim Erproben der Schaltung der Wert 390 kOhm als zweckmäßig für den gewünschten Arbeitspunkt (12 ... 17 V am Kollektor des letzten Transistors *T 3*) gefunden.

Der Siebwiderstand *R 8* für den ersten und zweiten Transistor muß etwa 13 V : 130 µA = 100 kOhm sein; er wurde auf 82 kOhm festgelegt. Die Größe des Siebkondensators *C 4* wurde empirisch zu 1 µF ermittelt. Der 10-kOhm-Widerstand *R 6* in der Kollektorleitung des zweiten Transistors *T 2* hat auf die normale Arbeitsweise des Verstärkers keinen Einfluß. Er begrenzt jedoch im Zusammenhang mit der Rückwirkungskapazität dieses Transistors die Verstärkung zu sehr hohen Frequenzen hin und verhindert, daß der Verstärker in der Gegend von einigen Megahertz schwingt.

2.2.2. Berechnung der Schaltelemente für das Entzerrungsnetzwerk

Bild 6 zeigt das Blockschaltbild des Verstärkers und Bild 7 das Netzwerk des Gegenkopplungswiderstandes $\mathfrak{R}_1$. Es gelten die gleichen Überlegungen wie bei dem zweistufigen Verstärker. Um die Spannungsverstärkung v' ohne Gegenkopplung zu ermitteln wird für die letzte Stufe der Quotient Arbeitswiderstand *R 9* zu Emitterwiderstand R_{E3} gebildet. Die Summe von innerem Emitterwiderstand r_{e3} und äußerem Emitterwiderstand *R 10* ist R_{E3} = 8,7 Ohm + 22 Ohm = 30,7 Ohm. Die Spannungsverstärkung der letzten Stufe wird damit $v' = R_9 : R_{E3}$ = 4700 Ohm : 30,7 Ohm = 153.

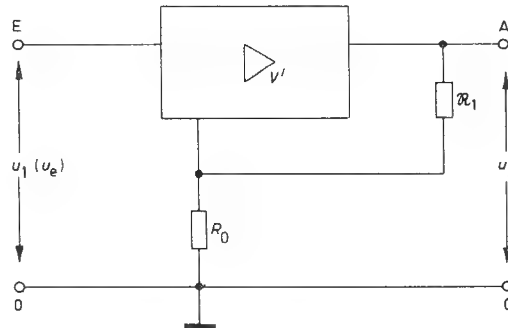


Bild 6: Blockschaltbild des Entzerrerverstärkers

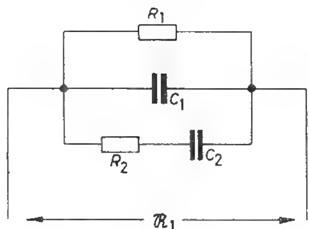


Bild 7: Gegenkopplungswiderstand $\mathfrak{R}_1$

Die Spannungsverstärkung der zweiten Stufe, die in Kollektorschaltung arbeitet, ist praktisch gleich eins.

Der Arbeitswiderstand R_{A1} der ersten Stufe ist gleich der Parallelschaltung von

$$R\ 4\ (470\ \text{kOhm})\ \text{und}\ R_{E2}\ (660\ \text{kOhm}):$$

$$R_{A1} = R\ 4 \,||\, R_{E2} \approx 275\ \text{kOhm}$$

Wie vorher, ist die Spannungsverstärkung gleich dem Quotienten Arbeitswiderstand zu Emitterwiderstand. Der Emitterwiderstand setzt sich zusammen aus dem inneren Emitterwiderstand

$$r_{e1} = \frac{U_T}{I_{E1}} = \frac{26\ \text{mV}}{30\ \mu\text{A}} = 870\ \text{Ohm}$$

und dem äußeren Emitterwiderstand R_0, der später ermittelt werden soll.

Für die Gesamtverstärkung ohne Gegenkopplung gilt nach Gl. (7) *)

$$v' = 153 \cdot \frac{275 \cdot 10^3\ \text{Ohm}}{870\ \text{Ohm} + R_0}\ .$$

Gl. (22) ergibt für $|\,v\,(_{1000})\,| = 100$

*)Die angegebene Numerierung dieser Gleichung und der folgenden Gleichungen bezieht sich auf die Numerierung im INTERMETALL-Sonderdruck 40/1967.

$$| v(0) | = v(1000) | \cdot 9{,}82$$

$$= 100 \cdot 9{,}82 = 982\,.$$

Der für $p = 0$ wirksame Widerstand R_1 (Bild 6) ist bereits zu 390 kOhm gegeben. Es läßt sich abschätzen, daß v' etwa 50 000 betragen wird. Damit wird der Quotient im Nenner von Gl. (19)

$$\frac{v(0)}{v'} \approx \frac{982}{50\,000} = 0{,}0196$$

und kann vernachlässigt werden. Dann ist

$$R_1 = R_0 \cdot v(0)$$

$$R_0 = \frac{R_1}{v(0)}$$

$$R_0 = \frac{390 \cdot 10^3 \text{ Ohm}}{982} = 397 \text{ Ohm}\,.$$

Die Kondensatoren C_1 und C_2 werden mit Hilfe von Gl. (16) und (17) ermittelt zu

$$C_1 = \frac{1}{v(0) \cdot R_0} \cdot \frac{\tau_1 \cdot \tau_3}{\tau_2}\,,$$

$$C_1 = \frac{1}{982 \cdot 397 \text{ Ohm}} \cdot \frac{3180 \cdot 10^{-6} \text{ s} \cdot 75 \cdot 10^{-6} \text{ s}}{318 \cdot 10^{-6} \text{ s}}$$

$$C_1 = 1925 \text{ pF}\,,$$

$$C_2 = \frac{1}{v(0) \cdot R_0} \left(\tau_1 + \tau_3 - \tau_2 - \frac{\tau_1 \cdot \tau_3}{\tau_2} \right),$$

$$C_2 = \frac{1}{982 \cdot 397 \text{ Ohm}} \Big(3180 \cdot 10^{-6} \text{ s} +$$

$$+ 75 \cdot 10^{-6} \text{ s} - 318 \cdot 10^{-6} \text{ s} -$$

$$- \frac{3180 \cdot 10^{-6} \text{ s} \cdot 75 \cdot 10^{-6} \text{ s}}{318 \cdot 10^{-6} \text{ s}} \Big),$$

$$C_2 = 5600 \text{ pF}\,.$$

Nun ist noch R_2 nach Gl. (13a) zu bestimmen:

$$C_2 \cdot R_2 = \tau_2\,,$$

$$R_2 = \frac{\tau_2}{C_2} = \frac{318 \cdot 10^{-6} \text{ s V}}{5{,}6 \cdot 10^{-9} \text{ As}}\,,$$

$$R_2 = 56{,}8 \text{ kOhm} \approx 56 \text{ kOhm}\,.$$

Damit liegen alle Bauelemente fest, die Verstärkung und Frequenzgang bestimmen. Für $R_0 = 397$ Ohm wurde ein 500-Ohm-Trimmpotentiometer gewählt, mit dem bei Inbetriebnahme des Verstärkers $v(1000)$ auf 100 einzustellen ist. Der mit dem Potentiometer in Reihe geschaltete Kondensator C_5 muß einen Scheinwiderstand haben, der bei der unteren Grenzfrequenz des Verstärkers gleich R_0 ist. Für $f_u = 10$ Hz muß also $\frac{1}{\omega C} \approx 397$ Ohm sein. Das ergibt einen Elektrolytkondensator von 50 µF, für den des kleinen Reststromes wegen ein Tantal-Elektrolytkondensator gewählt wurde.

Nun folgt noch die Betrachtung der Klirrgegenkopplung. Der Eingangswiderstand am Emitter des 2 N 930 ist für die gegengekoppelten Klirrkomponenten des Ausgangssignals bei 30 µA Kollektorstrom gleich dem inneren Emitterwiderstand,

$$r_{e\,1} = \frac{U_T}{I_{E1}} = \frac{26 \text{ mV}}{30\,\mu\text{A}} = 870 \text{ Ohm}$$

also mehr als doppelt so groß wie der Quellwiderstand der Gegenkopplung R_0 mit 397 Ohm. Die Klirrgegenkopplung ist also praktisch genau so groß wie die den Frequenzgang bestimmende Gegenkopplung der Grundwelle.

3. Schlußbetrachtung und technische Daten des Verstärkers

Auf Grund der sehr starken Gegenkopplung werden Verstärkung und Frequenzgang nur durch die Widerstände R_1 und R_2, die Kondensatoren C_1 und C_2 sowie durch das auf $v(1000) = 100$ einzustellende 500-Ohm-Potentiometer R_0 bestimmt. Bei Wahl eng tolerierter Bauelemente (± 2 % oder besser) ist deshalb die Abweichung der wirklichen Kurve $v(p) = f(f)$ von der errechneten praktisch Null. Streuungen der Transistoren gehen nicht in die Eigenschaften des Verstärkers ein. Der Eingangswiderstand des Verstärkers ist frequenzunabhängig; er wird praktisch nur durch den Widerstand R_{11} (56 kOhm) bestimmt, da der Transistoreingangswiderstand an der Basis des 2 N 930 auf Grund der starken Gegenkopplung wesentlich höher ist.

Die technischen Daten des dreistufigen Verstärkers nach Bild 2 sind nachstehend zusammengefaßt:

Anschlußspannung:	220 V, 50 Hz
Stromaufnahme:	≈ 7 mA bei 220 V
Spannungsverstärkung bei 1000 Hz:	100 ≙ 40 dB
Frequenzgang nach DIN 45 546 u. DIN 45 547:	s. Bild 1
Eingangswiderstand:	50 kOhm
Ausgangswiderstand:	10 kOhm
Klirrfaktor:	≦ 0,1 %
maximale unverzerrte Ausgangsspannung bei 10 Hz ... 20 kHz:	≧ 5 V
Fremdspannungsabstand (unbewertet); bezogen auf $U_2 = 5$ V bei offenem Eingang:	≈ 75 dB

4. Literatur

[1] Mielke, H., u. Sydow, R.: Entwurf eines Stereo-Entzerrerverstärkers mit Silizium-Planar-Transistoren für magnetische Tonabnehmer. INTERMETALL-Sonderdruck 40/1967

[2] Mielke, H.: Der Zusammenhang zwischen B und β bei Transistoren. INTERMETALL-Sonderdruck 35/1966

[3] DIN 45 546, Schallplatte St 45 (Stereo-Schallplatten für 45 U/min), Nov. 1962;
DIN 45 547, Schallplatte St 33 (Stereo-Schallplatten für 33 1/3 U/min), Nov. 1962.

[4] Kämmer, H. W.: Die Dimensionierung von Schneidkennlinien-Entzerrern.
Funk-Techn. Bd. 17 (1962) Nr. 20, S. 688—690.

[5] Graumann, H. O.: Schallplatten-Schneidekennlinien und ihre Entzerrung.
Funkschau Bd. 30 (1958) S. 359—362 u. 386.

INTERMETALL Sonderdruck 42/1967

Horst Mielke

Überlastungsschutz für transistorstabilisiertes Netzgerät

ITT INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 5 01 20
Telex 07-72716

Überlastungsschutz für transistorstabilisiertes Netzgerät*

von Ing. Horst Mielke, INTERMETALL GmbH, Freiburg

* Sonderdruck aus Radio-Fernseh-Phonopraxis 1966, Heft 6

Nach einem kurzen Überblick über Sicherungsmöglichkeiten für transistorstabilisierte Netzgeräte wird in diesem Aufsatz ein elektronischer Überlastungsschutz beschrieben, bei dem die Wiedereinschaltung nach gestörtem Betrieb automatisch erfolgt. Die Einbeziehung in die vorhandene elektronische Stabilisierung hält die für den Überlastungsschutz zusätzlich erforderlichen Kosten sehr niedrig.

Transistorstabilisierte Netzgeräte werden überall dort eingesetzt, wo bei schwankender Belastung und schwankender Netzspannung eine möglichst konstante Ausgangsspannung gefordert wird. Der Innenwiderstand dieser Netzgeräte ist sehr klein. Bei Einführung einer entsprechenden Kompensation kann der Innenwiderstand sogar verschwindend klein oder negativ sein. Während der Prüfung und des Betriebs der angeschlossenen Verbraucher sind Überlastungen bis zum Kurzschluß nicht zu vermeiden. Hierdurch kann sowohl der Verbraucher als auch das Netzgerät zerstört werden.

Betrieb mit Sicherung

Soll das Netzgerät durch eine Sicherung geschützt werden, so müssen je nach Art der verwendeten Sicherung an die Überlastbarkeit des Netzteiles und des Verbrauchers bestimmte Anforderungen gestellt werden, damit im gestörten Betrieb kein bleibender Schaden auftritt. Die Abschaltung kann im einfachsten Fall durch eine Schmelzsicherung geschehen. Hierbei ist jedoch sehr sorgfältig darauf zu achten, daß die Ansprechzeit der Sicherung so kurz ist, daß die Transistoren des Netzgerätes und des Verbrauchers infolge der kurzzeitigen Überlastung nicht zerstört werden. Verwendet man eine elektronische Sicherung, so kann man die Ansprechzeit willkürlich in weiten Grenzen variieren und dadurch den Nachteil der Schmelzsicherung vermeiden.

Beide Verfahren haben den Nachteil, daß eine Betätigung von Hand erforderlich wird, um den betriebsmäßigen Zustand wieder herzustellen. Nur durch erheblichen Schaltungsaufwand kann man bei Verwendung einer elektronischen Sicherung eine selbsttätige Wiedereinschaltung erreichen. Im Laborbetrieb kann der Nachteil eines höheren Bedienungsaufwandes in Kauf genommen werden. Handelt es sich dagegen um ein Gerät (z. B. Verstärker), das auch in der Hand des Nichtfachmannes betriebssicher und zuverlässig bei geringem Bedienungsaufwand arbeiten soll, so muß man von diesen beiden Möglichkeiten Abstand nehmen. Wer steht schon gerne aus einem Sessel auf und wechselt die Sicherung, wenn nach einer stark übersteuerten Fortissimo-Stelle der Verstärker abschaltet?

Betrieb mit Strombegrenzung

Bis zu einem bestimmten vom Lastwiderstand aufgenommenen Strom (Bild 1) $I = I_{max}$ bleibt die Spannung U_1 = const. Wird der Lastwiderstand weiter verringert, so bleibt nun der Strom $I = I_{max}$ = const. Ein so dimensioniertes Netzgerät geht nach einer Überlastung oder einem Kurzschluß selbsttätig wieder in den normalen Betriebszustand über.

Diese Überlastcharakteristik verlangt eine erhebliche Überdimensionierung der Elektronik im Netzteil, verbunden mit einem erheblichen Kostenaufwand, wie das folgende Beispiel zeigt (Bild 2). Es bedeuten: U_1 stabilisierte Spannung, U_2 Eingangsspannung des Netzteiles, U_{2min} niedrigste Spannung am Ladekondensator C_L bei Netzunterspannung, U_{2max} niedrigste Spannung am Ladekondensator C_L bei Netzüberspannung, U_{CEsat} Sättigungsspannung des geregelten Längstransistors bei I_{max}, ΔU_2 Welligkeit der Spannung an C_L.

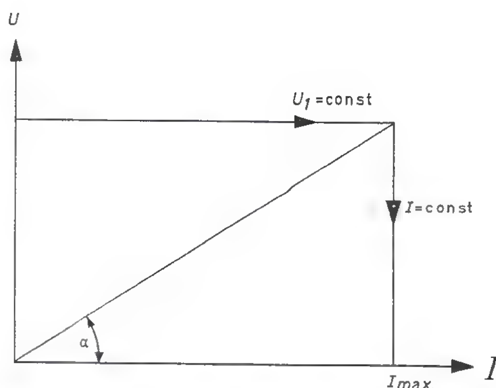


Bild 1: Strom-Spannungs-Diagramm eines stabilisierten Netzgerätes mit Strombegrenzung

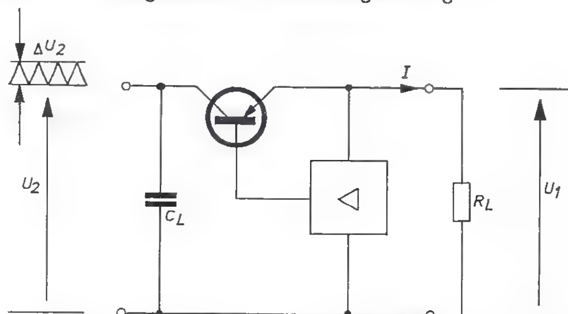


Bild 2: Prinzipschaltung eines stabilisierten Netzgerätes

Die niedrigste Eingangsspannung des Netzteiles ist bei I_{max}

$U_{2min} = U_1 + U_{CEsat}$ (für Netzunterspannung z. B. –15%) (1)

Dann gilt für Netzüberspannung (z. B. +10%)

$$U_{2max} = \frac{110}{85} \cdot U_{2min} = 1{,}3\, U_{2min} \qquad (2)$$

Betrachtet man die Spannungsform am Kondensator C_L angenähert als dreieckförmig, so ist deren Mittelwert 0,5 ΔU_2. Damit erhält man für die Verlustleistung des Regeltransistors bei Vollast und Netzüberspannung:

$$P_{max} \approx (U_{2max} + 0{,}5\, \Delta U_2 - U_1) \cdot I_{max}. \qquad (3)$$

Nach Einsetzen von (2):

$$\begin{aligned} P_{max} &\approx [1{,}3\, U_{2min} + 0{,}5\, \Delta U_2 - (U_{2min} - U_{CEsat})] \cdot I_{max} \\ &= (0{,}3\, U_{2min} + 0{,}5\, \Delta U_2 + U_{CEsat}) \cdot I_{max}. \end{aligned} \qquad (4)$$

Nach Einsetzen von (1):

$$\begin{aligned} P_{max} &= [0{,}3\, (U_1 + U_{CEsat}) + 0{,}5\, \Delta U_2 + U_{CEsat}] \cdot I_{max} \\ &= [0{,}3\, U_1 + 0{,}5\, \Delta U_2 + 1{,}3\, U_{CEsat}] \cdot I_{max}. \end{aligned} \qquad (5)$$

Im Kurzschlußfall ($U_1 = 0$) wird aus (3):

$$P_K = (U_{2max} + 0{,}5\, \Delta U_2) \cdot I_{max}. \qquad (6)$$

Mit (2) erhält man:

$$P_K = (1{,}3\, U_{2min} + 0{,}5\, \Delta U_2) \cdot I_{max}. \qquad (7)$$

Bildet man nun den Quotienten aus (7) und (4)

$$\frac{P_K}{P_{max}} = \frac{(1{,}3\, U_{2min} + 0{,}5\, \Delta U_2) \cdot I_{max}}{(0{,}3\, U_{2min} + 0{,}5\, \Delta U_2 + U_{CEsat}) \cdot I_{max}} \qquad (8)$$

und setzt folgende Werte ein: $U_{2min} = 30$ V, $\Delta U_2 = 3$ V, $U_{CEsat} = 1$ V, so wird

$$\frac{P_K}{P_{max}} = \frac{1{,}3 \cdot 30 + 0{,}5 \cdot 3}{0{,}3 \cdot 30 + 0{,}5 \cdot 3 + 1} \approx 3{,}5.$$

In dem betrachteten Beispiel nimmt der Regeltransistor im Kurzschlußfall also eine 3,5 mal höhere Leistung auf als bei maximaler Last. Für diese hohe Leistung muß er bemessen werden, damit er den gestörten Betrieb ohne Schaden übersteht.

Betrieb mit Leistungsbegrenzung

Es liegt nun nahe, den maximal möglichen Kurzschlußstrom soweit herabzusetzen, daß das Verhältnis $\frac{P_K}{P_{max}} = 1$ wird. Der Regeltransistor braucht in diesem Fall nur für die Leistung bei maximaler Last bemessen zu sein.

Im Strom-Spannungs-Diagramm (Bild 3) sind die für die Dimensionierung zu beachtenden Größen eingezeichnet. U_{2max} bzw. U_{2min} sind die Eingangsklemmenspannungen des Netzgerätes bei Netzüberspannung bzw. Netzunterspannung. Der Verlauf von U_2 in Abhängigkeit vom entnommenen Strom ist durch die Geraden a und b wiedergegeben. Dabei entspricht die Gerade a dem Maximalwert der Spannung am Ladekondensator, während die Gerade b den Minimalwert der Spannung darstellt. Die Differenz zwischen den Geraden a und b in senkrechter Richtung ist die Brummspannung am Ladekondensator. Die Gerade c zeigt den Verlauf der mittleren Spannung an. U_1 ist die stabilisierte Spannung.

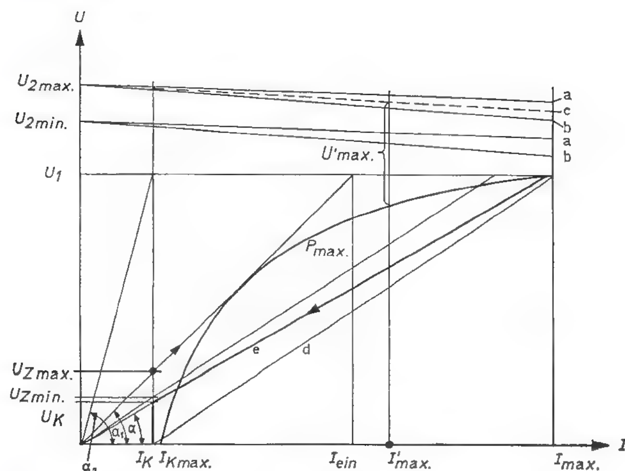


Bild 3: Strom-Spannungs-Diagramm der Abschaltautomatik mit Verlustleistungsbegrenzung

Für jede Gerade durch den Koordinatenursprung gilt

$$\tan \alpha = \text{const} = \frac{U}{I} = R. \qquad (9)$$

Jeder dieser Geraden ist also ein bestimmter Lastwiderstand zugeordnet. α wird für Leerlauf 90°, für Kurzschluß 0°. Der Schnittpunkt der jeweiligen Lastgerade mit der für das System charakteristischen Kennlinie (z. B. $U_1 =$ const) ergibt den Arbeitspunkt.

Die Verlustleistungshyperbel

Um festlegen zu können, welche Arbeitspunkte des Systems erlaubt sind, ist noch die Verlustleistungshyperbel einzutragen. Für I'_{max} ist diese Konstruktion im Bild 3 durchgeführt. Man geht dabei von der Gleichung

$$U_{max} = \frac{P_{max}}{I'_{max}} \qquad (10)$$

aus. P_{max} ist die zulässige Verlustleistung des Regeltransistors. Sie ist durch den Transistor selbst und die angewendete Kühlung vorgegeben. I'_{max} ist ein beliebig gewählter Strom. Im Punkt I'_{max} wird auf der Abszisse eine Senkrechte errichtet bis zum Schnitt mit der Geraden c. Nach Gleichung (10) wird nun U_{max} bestimmt, und, wie im Diagramm gezeigt, abgetragen. Man erhält einen Punkt der Verlustleistungshyperbel. Führt man diese Konstruktion Punkt für Punkt durch, so erhält man die Kurve P_{max}. P_{max} teilt das Gebiet zwischen Spannungs- und Stromachse in zwei Teile. Links und oberhalb von P_{max} ist jeder Arbeitspunkt erlaubt, rechts und unterhalb verboten.

Die Abschaltkennlinie

Der normale Arbeitsbereich ist $U_1 =$ const von $I = 0$ bis $I = I_{max}$. Hierzu gehören die Lastwiderstände

$$R = R_{min} = \arctan \frac{U_1}{I_{max}} \quad \text{bis } R \rightarrow \infty$$

Im Kurzschlußfall soll entsprechend der Forderung

$$\frac{P_K}{P_{max}} = 1$$

nur noch der Strom I_{Kmax} fließen. Zweckmäßigerweise wählt man diesen Strom etwas kleiner ($I_K < I_{Kmax}$). Die Fragen sind nun, wie man diesen Strom I_K erzwingen kann und wie der Übergang von (U_1, I_{max}) nach $(0, I_K)$ erfolgt.

Würde man versuchen, die Abschaltkennlinie „d" zu realisieren, so sieht man sofort, daß d im verbotenen Bereich liegt. Außerdem sieht man weiter, daß sich stabile Arbeitspunkte auf dieser Geraden ergeben. Bei kleiner werdendem Lastwiderstand dreht sich nämlich die Widerstandsgerade im Uhrzeigersinn. Ihr Schnittpunkt mit d durchläuft die Abschaltgerade stetig bis zum Winkel $\alpha - 0$. Dieser Betrieb ist nicht zulässig.

Betrachten wir dagegen die Abschaltkennlinie e, so sehen wir, daß sie mit der Lastgeraden für Maximallast zusammenfällt; d. h., für jeden Punkt dieser Geraden gilt

$$R_{min} = \text{const} = \frac{U_1}{I_{max}}.$$

Eine geringe Änderung von R im Bereich von R_{min} läßt den Arbeitspunkt also das ganze verbotene Gebiet durchlaufen. Durch eine Rückkopplung kann sogar ein Schaltverhalten herbeigeführt werden.

Nun soll das Netzgerät jedoch automatisch wieder einschalten, wenn die Überlastung verschwindet. Dazu muß durch den Lastwiderstand selbst im Kurzschlußfall ein bestimmter Strom fließen. Der Spannungsabfall, der durch diesen Strom hervorgerufen wird, ist ein Maß für den Lastwiderstand und kann als Kriterium für das Wiedereinschalten benützt werden. Als Meßstrom verwenden wir den zulässigen Kurzschlußstrom, so daß sich folgende Abschaltkennlinie ergibt:

Von (U_1, I_{max}) springt der Arbeitspunkt nach (U_K, I_K). Bei weiterer Verkleinerung des Lastwiderstandes durchläuft der Arbeitspunkt stetig die Linie $I_K =$ const von U_K bis $U = 0$.

Die schaltungstechnische Realisierung

Die Dimensionierung der Schaltung (Bild 4) für die Spannungsstabilisierung erfolgt in gewohnter Weise. Es ist nur zu berücksichtigen, daß am Regeltransistor (T_1) im Kurzschlußfall die volle Betriebsspannung zwischen Kollektor und Emitter liegt, ohne daß er gesperrt ist (U_{CE0}!).

Die Spannung der Z-Diode, die die für die Spannungsstabilisierung erforderliche Referenzspannung erzeugt, ist in weiten Grenzen frei wählbar. Da diese Z-Diode aber für die Abschaltautomatik zusätzlich mitbenützt wird, unterliegt ihre Spannung einschränkenden Bedingungen. Darauf kommen wir noch zurück.

Um die Arbeitsgerade $I = I_K =$ const zu erzwingen, ist ein zusätzlicher Transistor (T_4) erforderlich, der durch den Spannungsabfall an einem Shunt (R_6) im Laststromkreis gesteuert wird. Dieser Transistor benützt zur Steuerung von T_1 den Steuerverstärker für die Spannungsregelung mit und kann deshalb ein Transistor kleiner Leistung sein. Die Größe von R_6 und die Schwellspannung der Basis-Emitter-Strecke von T_4 bestimmen den Kurzschlußstrom

$$I_K = \frac{U_{BE}(T_4)}{R_6}.$$

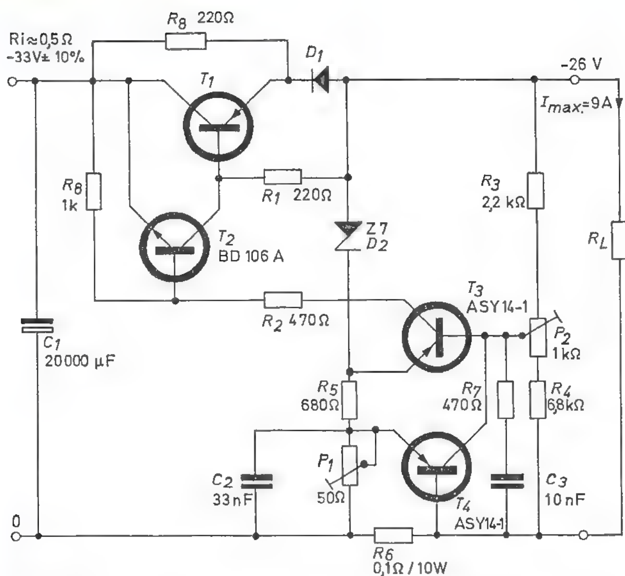


Bild 4: Schaltung eines stabilisierten Netzteils (26 V, 9 A) mit elektronischer Überstrombegrenzung. T_1 ist ein PNP-Ge-Leistungstransistor ($U_{CE0} = 40$ V, $I_{Cmax} = 10$ A, $B > 30$). Für ausreichende Kühlung ist zu sorgen.

Da U_{BE} mit steigender Temperatur fällt (etwa -2 mV/° C), wird auch I_K mit steigender Temperatur kleiner. Wird T_4 mit dem Leistungstransistor T_1 thermisch gekoppelt, so stellt er den Kurzschlußstrom so ein, daß die Verlustleistung von T_1 herabgesetzt wird, wenn dessen Temperatur steigt.

Die Anordnung wie bisher beschrieben, würde eine Arbeitskennlinie haben, die für $\alpha < \alpha_2 : I = I_K =$ const und für $\alpha > \alpha_2 : U = U_1 =$ const ergibt. Die Schaltung soll nun aber mit größer werdendem Lastwiderstand der Arbeitskennlinie $I = I_K =$ const nur bis $U = U_{Kmax}$ folgen und dann auf die Arbeitskennlinie $U = U_1 =$ const springen. Hierzu geben wir dem Emitter von T_4 eine Vorspannung, die dann einsetzt, wenn U größer als U_K wird. Eine zweckmäßige Schaltungsanordnung hierfür ist eine Z-Diode in dem Spannungsteiler für den Emitter von T_4. Die Spannung dieser Z-Diode muß folgende Bedingungen erfüllen:

$$U_{Z\,min} > U_K = \frac{U_1}{I_{max}} \cdot I_K.$$

$U_{Z\,min}$ ist die Spannung der Z-Diode an der unteren Toleranzgrenze.

Wird in dieser Schaltungsanordnung der Lastwiderstand von null beginnend langsam vergrößert, so ist zunächst $I = I_K =$ const, während die Spannung am Lastwiderstand entsprechend $U = I_K \cdot R$ mit R ansteigt. Die Emitterspannung von T_4 ist null. Wird am Lastwiderstand die Durchbruchspannung der Z-Diode überschritten, so entsteht am Emitter von T_4 eine Vorspannung, die den Transistor zu sperren beginnt. Damit kann ein größerer Strom im Lastwiderstand fließen, der eine höhere Betriebsspannung zur Folge hat. Der Z-Diodenstrom steigt an und spannt den Emitter weiter vor usw. Dieser Vorgang erfolgt lawinenartig. Im Diagramm dargestellt springt der Arbeitspunkt von (U_{Kmax}, I_K) nach (U_1, I_{ein}), wenn U_{Kmax} die Spannung der gerade verwendeten Z-Diode ist. Der Lastwiderstand in diesem Punkt ist

$$R_{ein} = \tan \alpha_1 = \frac{U_1}{I_{ein}} = \frac{U_{Kmax}}{I_K}.$$

Wird nun der Lastwiderstand verringert, so wandert der Arbeitspunkt auf der Geraden $U_1 = I_{ein}$ in Richtung nach I_{max}. Der Abschaltpunkt ist dadurch bestimmt, daß bei $I = I_{max}$ am Shunt R_6 ein Spannungsabfall auftritt, der den durch U_1 am Emitter vorgespannten Transistor T_4 öffnet. Hat man also den Schleifer des Potentiometers P_1 auf maximale Vorspannung gestellt und den Lastwiderstand soweit verringert, daß I_{max} fließt, so dreht man nun den Schleifer von P_1 soweit zurück, bis der Strom plötzlich auf I_K abfällt. Die Bedingung dafür, daß die Abnahme schlagartig erfolgt, ist, daß die Durchbruchspannung der Z-Diode auf jeden Fall größer als U_K ist. Nur dann wird die Spannungsänderung am Emitter von T_4 größer als die Spannungsänderung am Shunt R_6, und der Vorgang verläuft sehr schnell.

Wählt man die Spannung der Z-Diode zu groß, so kann man dem Diagramm entnehmen, daß der Lastwiderstand sehr weit vergrößert werden muß, damit das Gerät selbsttätig wieder einschaltet, da der Einschaltpunkt durch

$$R_L = \frac{U_Z}{I_K}$$

gegeben ist. Am günstigsten ist es also $U_Z \approx U_K$ zu wählen unter der Voraussetzung, daß unter ungünstigsten Umständen $U_Z > U_K$ gewährleistet ist.

Ist die Durchbruchspannung der Z-Diode auf diese Weise festgelegt, so liegt es nahe, die gleiche Spannung auch als Referenzspannung für die Spannungsstabilisierung zu verwenden, wie es im Bild gezeigt ist. Damit besteht der effektive Mehraufwand für die Überstrombegrenzung mit automatischer Wiedereinschaltung in zwei Widerständen und einem Vorstufentransistor.

Je nach den verwendeten Transistoren ist noch eine Beschaltung mit Kondensatoren vorzunehmen, um Schwingneigungen zu vermeiden. Im Gebiet des Grenzlastwiderstandes kann es zu laufenden selbsttätigen Ein- und Ausschaltungen mit einigen kHz kommen. Bei den im Musteraufbau verwendeten Transistoren wurde dieser Effekt durch den Kondensator C_2 beseitigt. Das RC-Glied R_7, C_3 vermindert das Überschwingen von U_1 beim Übergang vom Kurzschlußbetrieb in den Normalbetrieb. Auch hier hängt die zweckmäßige Dimensionierung von den Schaltzeiten der verwendeten Transistoren ab.

INTERMETALL Sonderdruck 43/1967

Hans Keller

Kapazitätsdioden für die UHF-Abstimmung in Fernsehempfängern

ITT INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 5 01 20
Telex 07-72716

Kapazitätsdioden für die UHF-Abstimmung in Fernsehempfängern*

von Dipl.-Ing. Hans Keller, INTERMETALL GmbH, Freiburg

* Erweiterter Sonderdruck aus Radio-Fernseh-Phonopraxis 1967, Heft 3

Einführung

In den letzten zehn Jahren haben Halbleiter-Bauelemente in erheblichem Maße Elektronenröhren in nachrichtentechnischen Geräten verdrängt. Dabei zeigte sich, daß sie auch manche mechanische Bauelemente mit Vorteil ersetzen können. Ein Beispiel dafür ist die Silizium-Kapazitätsdiode, bei der die schon seit Jahrzehnten bekannte Spannungsabhängigkeit von Halbleiter-Sperrschichtkapazitäten praktisch ausgenutzt wird. Infolge ihrer geringen Abmessungen, ihrer hohen Stoßfestigkeit und ihrer weitgehenden Temperaturunabhängigkeit hat man diese Dioden bisher bereits in großen Stückzahlen anstelle von Reaktanzröhren für die automatische Scharfabstimmung in Rundfunk- und Fernsehempfängern eingesetzt. 1965 wurde dann zum ersten Mal in serienmäßigen Geräten von der Möglichkeit Gebrauch gemacht, Silizium-Kapazitätsdioden auch anstelle von Drehkondensatoren zum Abstimmen von Fernsehempfängern zu verwenden.

Eine solche elektronische Abstimmung bietet grundsätzlich viele Vorteile. Infolge der hohen Gleichlaufgenauigkeit der Kapazitätsdioden wird der Arbeitsaufwand für den Tunerabgleich verringert. Das bei Drehkondensatoren erforderliche Justieren der Rotorlamellen entfällt ganz. Da für die Abstimmung auf die verschiedenen Empfangskanäle den Dioden nur eine entsprechende Gleichspannung zugeführt werden muß und keine mechanische Verbindung der Bedienungselemente mit dem Tuner mehr erforderlich ist, kann er, unabhängig von der Lage der Bedienungselemente, an der elektrisch günstigsten Stelle des Gerätes angeordnet werden. Für die Senderwahltasten bei Fernsehempfängern sind nur einige preiswerte kleine Schalter und Trimmerpotentiometer erforderlich; die bisher benötigte präzise Mechanik entfällt und die Druckkraft zum Bedienen der Tasten wird um rund eine Zehnerpotenz verringert.

Gleichzeitig erhöht sich die Wiederkehrgenauigkeit ganz beträchtlich, da zur Senderwahl nur einmalig eingestellte Spannungen umgeschaltet werden. Die Verbindungsleitungen zwischen den Abstimmpotentiometern und dem Tuner führen keine Hochfrequenzspannung, so daß eine Fernabstimmung auch über lange Leitungen möglich ist. Drahtlose Fernbedienungseinrichtungen oder eine elektronische Sendersuchautomatik können ebenfalls wesentlich einfacher und ohne den bisher dazu erforderlichen Motor realisiert werden.

Wirkungsweise und Eigenschaften von Silizium-Kapazitätsdioden

Kapazitätsdioden bestehen im wesentlichen aus einem kleinen Plättchen monokristallinen Siliziums mit zwei Zonen, die durch Zusätze drei- und fünfwertiger Fremdatome so dotiert sind, daß die eine einen Elektronenüberschuß, die andere jedoch einen Elektronenmangel (= Überschuß an Defektelektronen) aufweist. Bild 1a zeigt dies in schematischer Darstellung. Im N-Gebiet befinden sich positive Donator-Ionen und freibewegliche Elektronen; das P-Gebiet enthält negative Akzeptor-Ionen und freibewegliche Defektelektronen (Löcher). Dabei sind die Ladungen in jedem Gebiet ausgeglichen, d. h. die Zahl der ionisierten Fremdatome ist jeweils gleich der Zahl der entgegengesetzt geladenen freien Ladungsträger. In der Sperrschicht zwischen den beiden Zonen aber ist das Ladungsgleichgewicht gestört, da infolge ihrer Wärmebewegung Elektronen zum P-Gebiet und Löcher zum N-Gebiet diffundieren. Dadurch stellt sich auf der Seite des P-Gebietes ein Überschuß an negativer Ladung und entsprechend auf der anderen Seite ein Überschuß an positiver Ladung ein. Zwischen dem P- und N-Gebiet entsteht dabei eine Potentialdifferenz, die sog. Diffusionsspannung und ein elektrisches

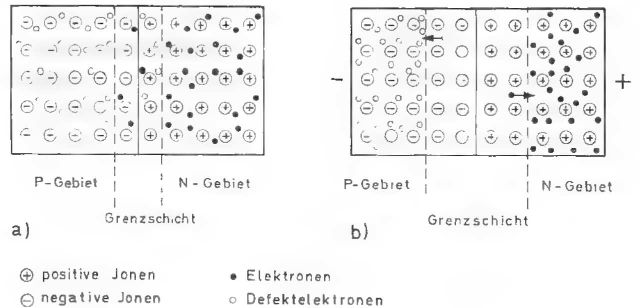


Bild 1: Schematische Darstellung der Wirkungsweise einer Kapazitätsdiode

Feld, das der Diffusion entgegenwirkt, so daß sich für die Ladungsträgerverteilung in der Sperrschicht ein Gleichgewicht einstellt. Die Sperrschicht enthält nur sehr wenig freie Ladungsträger und ist daher ein Isolator. Da sie die beiden gut leitenden P- und N-Gebiete trennt, wirkt die Diode als Kondensator. Durch eine außen angelegte Sperrspannung, die sich zu der inneren Diffusionsspannung addiert, werden zusätzliche Defektelektronen zum P-Gebiet und Elektronen zum N-Gebiet getrieben (Bild 1 b). Die Sperrschicht verarmt dadurch weiter an Ladungsträgern und wird in einer breiteren Zone als vorher schlecht leitend; dabei nimmt die Kapazität der Diode ab.

Die Abhängigkeit der Sperrschichtkapazität C von der angelegten Sperrspannung U wird durch die Gleichung

$$C = \frac{K}{(U + U_d)^n} \qquad (1)$$

beschrieben. Dabei ist K eine von dem Ausgangsmaterial, der Dotierung und der Sperrschichtfläche der Diode abhängige Konstante und U_d die innere Diffusionsspannung. Sie beträgt für Silizium bei Raumtemperatur rund 0,7 V.

Der Exponent n wird bestimmt durch die Dotierungsgradienten der P- und N-Zone in der Umgebung der Sperrschicht und hängt daher von dem Herstellungsverfahren der Diode ab.

Als Kapazitätshub H der Diode bezeichnet man — im Gegensatz zu der bei Drehkondensatoren üblichen Definition — das Verhältnis der Maximalkapazität C_{max} bei der untersten Vorspannung U_{min} zur Minimalkapazität C_{min} bei der obersten Vorspannung U_{max}. Es ist

$$H = \frac{C\,(U_{min})}{C\,(U_{max})} = \frac{C_{max}}{C_{min}} \qquad (2)$$

Für die Anwendung der Kapazitätsdiode im Frequenzbereich oberhalb 10 MHz kann die Ersatzschaltung nach Bild 2 a zugrunde gelegt werden. Sie besteht aus der Serienschaltung der spannungsabhängigen Sperrschichtkapazität C mit einem durch den Bahnwiderstand und die Kontaktierung des Silizium-Plättchens bedingten Verlustwiderstand R_s und einer Induktivität L_s, die durch den Aufbau und die Gehäuseabmessungen der Diode gegeben ist.

Der Gütefaktor der Sperrschichtkapazität hängt nach der Beziehung

$$Q = \frac{1}{2\pi f \cdot CR_s} \qquad (3)$$

von der Sperrschicht-Zeitkonstante $\tau_s = C \cdot R_s$ ab. Diese bestimmt daher auch die Grenzfrequenz f_{Q1}, bei der der Gütefaktor der Diode $Q = 1$ ist:

$$f_{Q1} = \frac{1}{2\pi \cdot CR_s} \qquad (4)$$

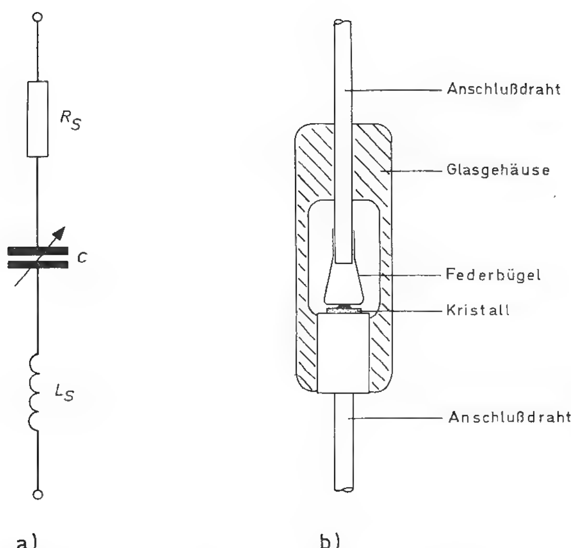


Bild 2: a) Ersatzschaltung einer Kapazitätsdiode für Frequenzen > 10 MHz
b) Schematische Darstellung einer Kapazitätsdiode im DO-7-Glasgehäuse

Die Serien-Resonanzfrequenz f_o, bei der der Blindwiderstand der Diode

$$X = \omega L_s - \frac{1}{\omega C} = 0$$

wird, beträgt

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C \cdot L_s}} \qquad (5)$$

Oberhalb dieser Frequenz ist die Diode induktiv. Je nach der vorgesehenen Anwendung bestimmt der eine oder der andere dieser beiden Werte den maximal ausnutzbaren Frequenzbereich der Diode.

Eigenschaften der Tunerdiode BA 141

Bisher wurden praktisch nur legierte und diffundierte Silizium-Kapazitätsdioden hergestellt mit dem Exponenten $n \approx 0{,}33$ bei linearem PN-Übergang oder $n \approx 0{,}48$ bei abruptem PN-Übergang. Die damit nach Gleichung (2) erreichbare Kapazitätsvariation genügt, um Resonanzkreise in den VHF-Bändern I, II und III abzustimmen. Die Vorteile einer elektronischen Abstimmung kommen aber im Fernsehempfänger erst dann voll zur Geltung, wenn sie auch den UHF-Tuner einbezieht. Dazu reichten Kapazitätsvariation und Gütefaktor der bisher auf dem Markt befindlichen Dioden jedoch nicht aus. Daher hat die Firma INTERMETALL nach langjährigen grundlegenden Untersuchungen die Tunerdiode BA 141 entwickelt, die es erstmals ermöglicht, auch den gesamten UHF-Bereich (Band IV + V) ohne Umschalten abzustimmen. Dazu besitzt diese Diode eine wesentlich erhöhte Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität bei gleichzeitig sehr geringen Verlusten. Ihre wichtigsten Werte sind in Tabelle 1 zusammengestellt:

Tabelle 1: Grenzdaten und mittlere Kennwerte der Tunerdiode BA 141

Sperrschichtkapazität bei $U = 25$ V	C_{25}	2,7	pF
Sperrschichtkapazität bei $U = 3$ V	C_3	12	pF
Temperaturkoeffizient der Sperrschichtkapazität bei $U = 3$ V	TK_C	$5 \cdot 10^{-4}$	/°C
Serienwiderstand bei $U = 3$ V	R_s	0,5	Ω
Serieninduktivität	L_s	4	nH
Sperrstrom bei $U = 28$ V	$I_{sp} <$	5	μA
maximale Betriebsspannung	U_R	28	V
Durchbruchspannung	$U_Z >$	30	V

Die Diode ist in ein Normgehäuse DO-7 eingebaut. Es besteht – wie Bild 2 b zeigt – aus einem Glasröhrchen, in das die beiden Anschlußdrähte eingeschmolzen sind. Der eine Draht besitzt eine Verdickung, auf der das Siliziumplättchen aufgelötet ist. Die Anode ist über einen federnden Bügel mit dem zweiten Anschlußdraht verbunden. Das ergibt gut leitende und mechanisch sichere Kontakte bei gleichzeitig geringer System-Induktivität. Bild 3 zeigt den Größenvergleich dieser Dioden mit einem Drehkondensator annähernd gleicher Maximalkapazität.

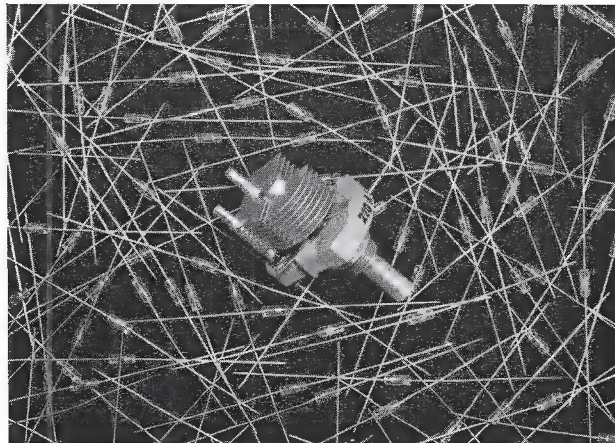


Bild 3: Größenvergleich zwischen Tunerdioden BA 141 und einem Drehkondensator annähernd gleicher Maximalkapazität

Die Kapazitäts-Spannungsabhängigkeit der BA 141 läßt sich aus Gleichung (1) nur annähernd berechnen, da der Exponent n bei dieser Diode nicht konstant ist, sondern noch von der angelegten Spannung abhängt. Als mittlerer Wert kann $n \approx 0{,}75$ zugrunde gelegt werden. Bild 4 zeigt die damit berechnete und die an einer mittleren Diode gemessene Kapazitätskennlinie im Sperrspannungsbereich von 1 V bis 30 V.

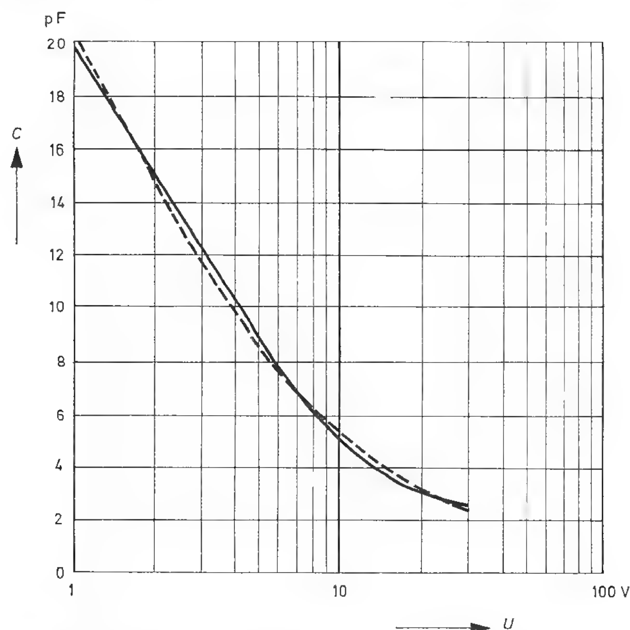


Bild 4: Mittlere Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie der Tunerdiode BA 141
——— gemessen
········· berechnet mit n = 0,75

In Bild 5 ist die Frequenzabhängigkeit des Gütefaktors aufgetragen und in Bild 6 die nach den Gleichungen (4) und (5) für die BA 141 berechneten Grenzfrequenzen als Funktion der Sperrvorspannung.

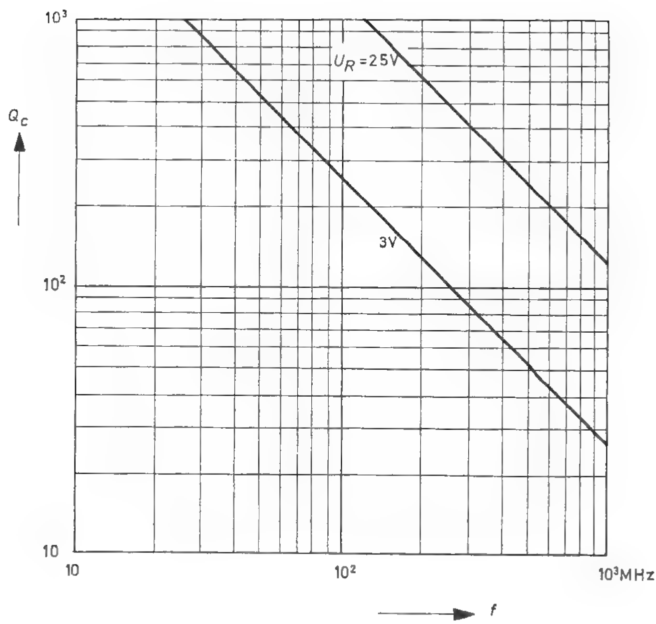


Bild 5: Gütefaktor der Tunerdiode BA 141 in Abhängigkeit von der Frequenz

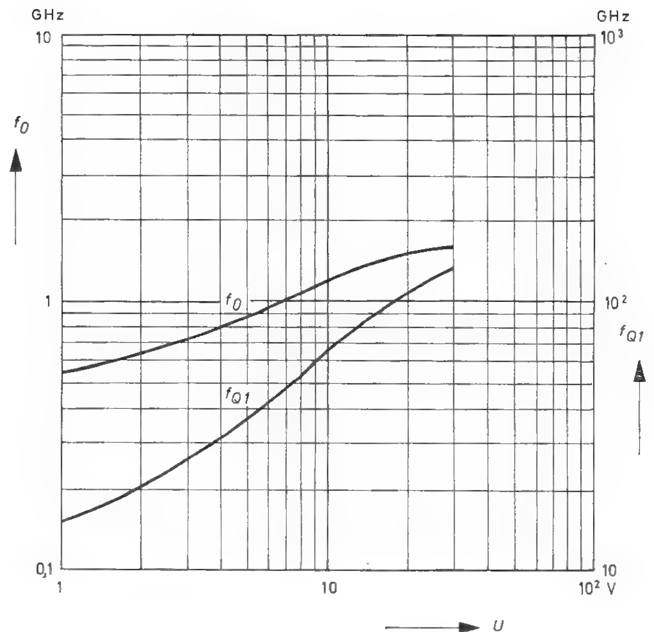


Bild 6: Grenzfrequenz der Tunerdiode BA 141 als Funktion der Sperrvorspannung

Die Tunerdiode im UHF-Topfkreis

Bei *LC*-Resonanzkreisen mit konzentrierten Induktivitäten, wie sie z. B. noch im VHF-Tuner verwendet werden, ist der Stromverlauf nur dann quasistationär, wenn die Schwingkreisabmessungen klein sind gegenüber der betrachteten Wellenlänge. Da sich die Abmessungen aber nicht beliebig verringern lassen, steigen mit zunehmender Frequenz die Energieverluste durch Abstrahlung und der durch den Skineffekt hervorgerufene Verlustwiderstand an, was zu einer starken Beeinträchtigung der Kreisgüte führt.

Im UHF-Bereich werden daher Topfkreise verwendet, bei denen der Einfluß des Skineffektes durch große Leiteroberflächen klein gehalten werden kann. Dabei treten auch keine Verluste durch Energieabstrahlung auf, da der Außenleiter als Abschirmung wirkt. Ein solcher Kreis wird charakterisiert durch seine Innenleiterlänge l und den Wellenwiderstand Z, mit dem er reflexionsfrei abgeschlossen werden kann.

Für einen Topfkreis der allgemeinen Form von Bild 7 gilt die Beziehung

$$\frac{C_s}{C_a} = \frac{1 + \frac{1}{\omega C_a Z} \cdot \tan \frac{\omega l}{c_o}}{\omega C_a Z \cdot \tan \frac{\omega l}{c_o} - 1} \qquad (6)$$

Dabei ist $c_o = 3 \cdot 10^{10}$ cm/s die Lichtgeschwindigkeit im Luftdielektrikum; C_s und C_a sind die eingangs- und ausgangsseitigen Abschlußkapazitäten. Der Kreis wird durch Variation von C_a abgestimmt.

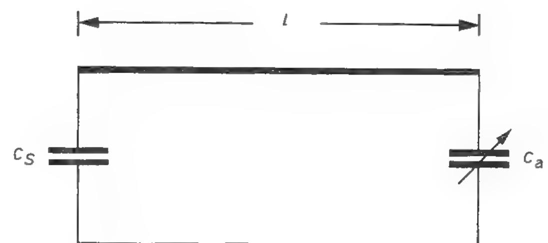


Bild 7: Prinzipschaltung eines Topfkreises

Nach Umformung der Beziehung (5) erhält man als Bestimmungsgleichung für die Innenleiterlänge

$$l = \frac{c_o}{\omega} \cdot \arctan \frac{1 + \frac{C_a}{C_s}}{\omega C_a Z - \frac{1}{\omega C_s Z}} \qquad (7)$$

Setzt man darin für die untere Frequenz des Abstimmbereiches ω_{min} und $C_{a\,max}$ ein und für die obere Abstimmfrequenz ω_{max} und $C_{a\,min}$, dann läßt sich aus den beiden so erhaltenen Gleichungen die unbekannte Innenleiterlänge eliminieren, und es ergibt sich folgende Gleichung (8)

$$C_{a\,max} = \frac{1 + \frac{1}{\omega_{min} C_s Z} \cdot \tan \left[\frac{\omega_{min}}{\omega_{max}} \cdot \arctan \frac{1 + \frac{C_{a\,min}}{C_s}}{\omega_{max} C_{a\,min} \cdot Z - \frac{1}{\omega_{max} C_s Z}} \right]}{\omega_{min} Z \cdot \tan \left[\frac{\omega_{min}}{\omega_{max}} \cdot \arctan \frac{1 + \frac{C_{min}}{C_s}}{\omega_{max} C_{a\,min} Z - \frac{1}{\omega_{max} C_s Z}} \right] - \frac{1}{C_s}}$$

Man erkennt daraus, daß die zur Abstimmung über einem gegebenen Frequenzbereich erforderliche Kapazitätsvariation umso geringer sein kann, je größer der Wellenwiderstand des Topfkreises ist. Seine praktisch realisierbare Größe ist jedoch wegen der notwendigen mechanischen Stabilität und elektrischen Güte des Kreises auf Werte $< 200\,\Omega$ begrenzt.

In UHF-Tunern werden $\lambda/2$- und $\lambda/4$-Topfkreise verwendet. $\lambda/2$-Kreise entsprechen der Grundschaltung von Bild 7. Sie werden parallel zu C_s angeschlossen. Die parasitären Schaltungskapazitäten können dann in diese Festkapazität mit einbezogen werden und beeinträchtigen daher den durchstimmbaren Frequenzbereich des Kreises nicht. Wird der $\lambda/2$-Topfkreis durch eine Diode mit der Kapazität $C = C_a$ abgestimmt, so bestimmt im wesentlichen ihr Serienverlustwiderstand R_s die Leerlaufgüte Q_o des Kreises. Es ist

$$Q_o \approx \frac{C + C_s}{\omega \cdot C_s \cdot C \cdot R_s} \qquad (9)$$

Damit wird die Leerlaufbandbreite

$$B_o = \frac{f}{Q_o} \approx 2\pi f^2 R_s \cdot \frac{C \cdot C_s}{C + C_s} \qquad (10)$$

Bei Resonanz ist der parallel zu C_s an den Anschlußklemmen des Kreises auftretende Wirkwiderstand

$$R_K \approx \frac{1}{(\omega C_s)^2 R_s} \qquad (11)$$

Diese drei Gleichungen gelten nur näherungsweise, da sie lediglich die Diodenverluste beinhalten und auch die verteilte Kapazität zwischen Topfkreis-Innen- und -Außenleiter unberücksichtigt lassen. Sie liefern jedoch für die Praxis ausreichend genaue Ergebnisse.

Als Beispiel sind in Tabelle 2 die aus den Gleichungen (6) bis (11) berechneten Werte für einen mit einer mittleren Diode BA 141 im Frequenzbereich von 470 ... 790 MHz abstimmbaren $\lambda/2$-Topfkreis zusammengestellt:

Tabelle 2: Diodenabgestimmter $\lambda/2$-Topfkreis

Wellenwiderstand	Z	150 Ω
Innenleiterlänge	l	3,7 cm
Festkapazität	C_s	9 pF
Kapazitätshub der Diode	H	7,1
Leerlaufbandbreite bei 470 MHz	B_o	4,3 MHz
Leerlaufbandbreite bei 790 MHz	B_o	4,1 MHz
Leerlaufgüte bei 470 MHz	Q_o	110
Leerlaufgüte bei 790 MHz	Q_o	195
Kreiswiderstand bei 470 MHz	R_K	2,8 kΩ
Kreiswiderstand bei 790 MHz	R_K	1 kΩ
Abstimmspannung minimal	U_{min}	1 V
Abstimmspannung maximal	U_{max}	28 V

Der $\lambda/4$-Topfkreis läßt sich aus der allgemeinen Schaltung von Bild 7 durch Kurzschließen der Kapazität C_s ableiten. Er muß parallel zu der Abstimmkapazität C_a angeschlossen werden. Die parasitären Schaltungskapazitäten verringern dabei das L/C-Verhältnis des Kreises.

Zur Berechnung des $\lambda/4$-Kreises können die Gleichungen (5) bis (9) verwendet werden, wenn man $C_s = \infty$ einsetzt. Dann ergeben sich die folgenden Beziehungen:

$$C_a = \frac{1}{\omega Z \cdot \tan \frac{\omega l}{c_o}} \qquad (12)$$

$$l = \frac{c_o}{\omega} \arctan \frac{1}{\omega C_a Z} \qquad (13)$$

$$C_{a\,max} = \frac{1}{\omega_{min} Z \cdot \tan \left[\frac{\omega_{min}}{\omega_{max}} \cdot \arctan \frac{1}{\omega_{max} C_{a\,min} Z} \right]} \qquad (14)$$

$$Q_o \approx \frac{1}{\omega C_a R_s} \qquad (15)$$

$$B_o \approx 2\pi f^2 C_a R_s \qquad (16)$$

Der an den Anschlußklemmen des Kreises auftretende Widerstand wird beim elektronisch abgestimmten $\lambda/4$-Kreis durch die Eigeninduktivität L_s der Diode herabgesetzt. Diese stellt nämlich einen Teil des Innenleiters dar, so daß der Kreis nicht parallel zu der eigentlichen Abstimmkapazität, sondern praktisch nur an einer Anzapfung des Innenleiters angeschlossen werden kann. Die Ersatzschaltung des diodenabgestimmten $\lambda/4$-Topfkreises entspricht daher Bild 8. Mit ausreichender Näherung ergibt sich dann für den Kreis-Wirkwiderstand an den Anschlußpunkten

$$R_K \approx \frac{(1 - \omega^2 C_a L_s)^2}{\omega^2 C_a^2 \cdot R_s} \qquad (17)$$

Um einen möglichst großen Kreiswiderstand zu erhalten, empfiehlt es sich, der Abstimmdiode einen Kondensator C_r mit so niedriger Kapazität in Reihe zu schalten, daß die resultierende Kapazitätsvariation gerade noch zum Abstimmen über den gewünschten Frequenzbereich ausreicht.

Als Beispiel sind in Tabelle 3 die aus den Gleichungen (12) bis (16) berechneten Werte für einen mit einer mittleren Diode BA 141 im Frequenzbereich von 470 bis 790 MHz abstimmbaren $\lambda/4$-Topfkreis zusammengestellt. Dabei wurde in C_a eine parasitäre Parallelkapazität $C_p = 0{,}7$ pF einbezogen und für die Reihenkapazität C_r ein Wert von 18 pF angenommen. Für die wirksame Abstimmkapazität gilt daher:

$$C_a = \frac{C \cdot C_r}{C + C_r} + C_p \qquad (18)$$

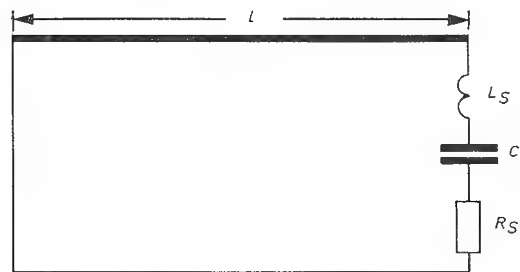


Bild 8: $\lambda/4$-Topfkreis bei Berücksichtigung der parasitären Elemente der Abstimmdiode

Tabelle 3: Diodenabgestimmter $\lambda/4$-Topfkreis

Wellenwiderstand	Z	150 Ω
Innenleiterlänge	l	2,5 cm
Serienkapazität	C_r	18 pF
parasitäre Parallelkapazität	C_p	0,7 pF
Kapazitätshub der Diode	H	5,6
Leerlaufbandbreite bei 470 MHz	B_o	6,2 MHz
Leerlaufbandbreite bei 790 MHz	B_o	6,0 MHz
Leerlaufgüte bei 470 MHz	Q_o	76
Leerlaufgüte bei 790 MHz	Q_o	132
Kreiswiderstand bei 470 MHz	R_K	1,34 kΩ
Kreiswiderstand bei 790 MHz	R_K	4,28 kΩ
Abstimmspannung minimal	U_{min}	2 V
Abstimmspannung maximal	U_{max}	25 V

Ein Vergleich zwischen den Werten der Tabellen 2 und 3 zeigt im wesentlichen folgende Unterschiede: Beim $\lambda/2$-Topfkreis ist die Leerlaufgüte und der im unteren Frequenzbereich wirksame Kreiswiderstand höher; dafür werden gegenüber dem $\lambda/4$-Topfkreis größere Abmessungen und ein erweiterter Abstimmspannungsbereich erforderlich. Es kann daher nur nach Abwägung aller Gesichtspunkte im Einzelfall entschieden werden, ob der UHF-Tuner eines Fernsehempfängers besser mit $\lambda/2$- oder $\lambda/4$-Topfkreisen aufgebaut wird.

UHF-Tuner mit Diodenabstimmung

Im folgenden werden ein $\lambda/2$- und ein $\lambda/4$-Tuner beschrieben, die mit Kapazitätsdioden BA 141 im UHF-Bereich von 470 ... 790 MHz abgestimmt werden können. Die Schaltungen sind in den Bildern 9 und 10 wiedergegeben.

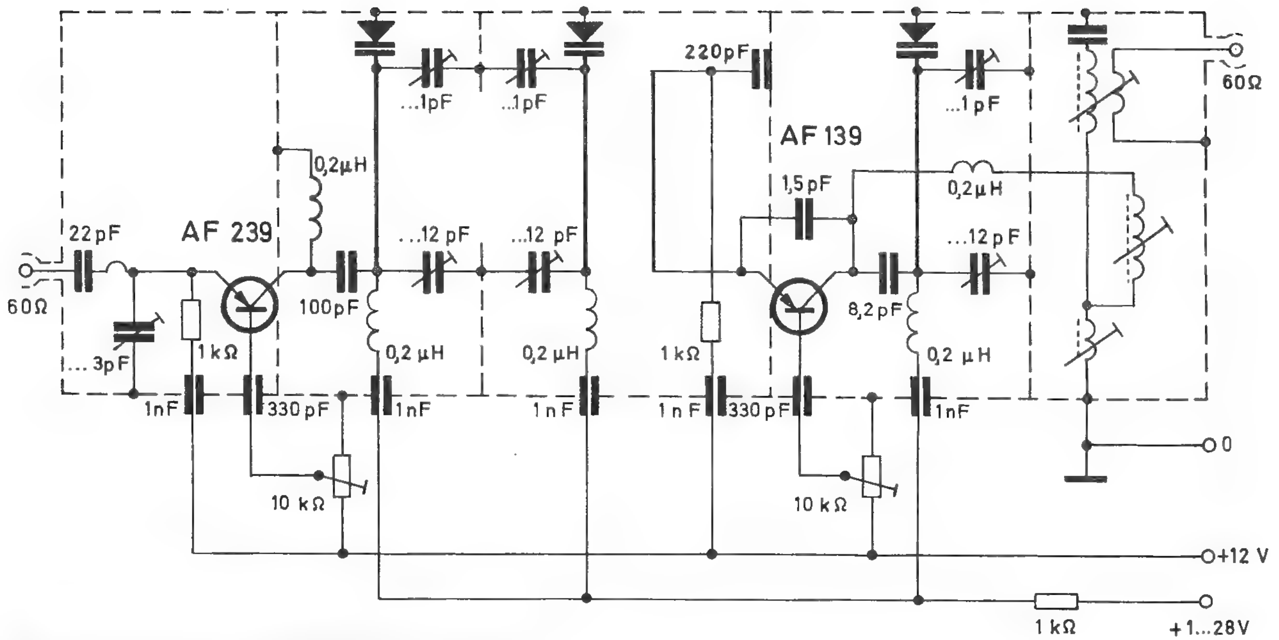


Bild 9: λ/2-Tuner mit Kapazitätsdioden-Abstimmung

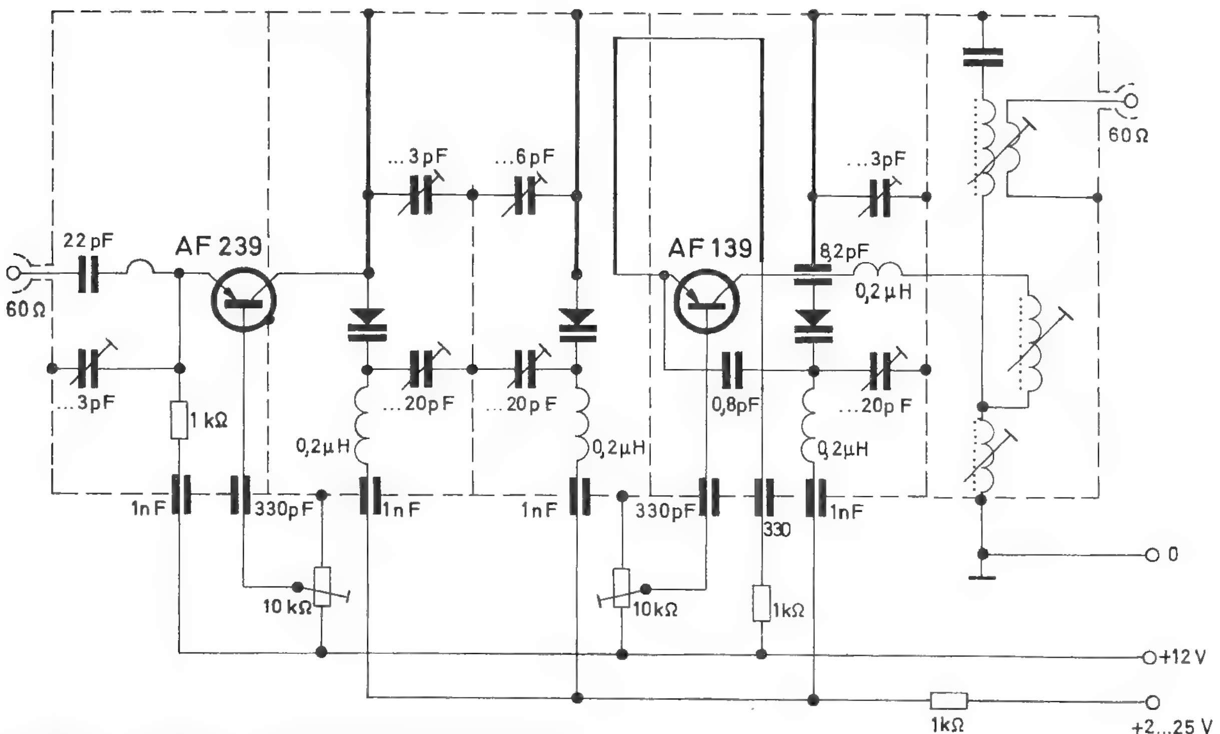


Bild 10: λ/4-Tuner mit Kapazitätsdioden-Abstimmung

Sie weisen viele Gemeinsamkeiten auf. Beide Tuner enthalten, wie bekannte Schaltungen mit Drehkondensatoren, eine Vorverstärkerstufe und eine selbstschwingende Mischstufe mit je einem Transistor. Der unsymmetrische 60-Ω-Antenneneingang besteht aus einem π-Filter, das auf minimalen Reflexionsgrad abgeglichen ist. Der Vorstufentransistor wird in Basisschaltung betrieben. Sein Arbeitspunkt kann mit Hilfe eines veränderbaren Basisspannungsteilers auf den hinsichtlich Verstärkung und Rauschmaß optimalen Kollektorstrom eingestellt werden. Eine automatische Verstärkungsregelung der Vorstufe ist grundsätzlich möglich, hier jedoch in beiden Schaltungen nicht vorgesehen. Im Kollektorkreis des Vorstufentransistors liegt der erste abgestimmte Topfkreis; er wird durch einen zweiten, gleichartig aufgebauten Kreis zu einem Bandfilter ergänzt. Beide sind über einen Schlitz in der gemeinsamen Trennwand induktiv und kapazitiv miteinander gekoppelt.

An das HF-Bandfilter ist der Emitter des selbstschwingenden Mischtransistors über eine Koppelschleife angeschlos-

sen. Dieser Transistor wird ebenfalls in Basisschaltung betrieben. Gleichstrommäßig ist die Mischstufe in der gleichen Weise geschaltet wie die Vorstufe, so daß sich auch hier der Arbeitspunkt auf den optimalen Wert einstellen läßt. Im Kollektorkreis des Mischtransistors liegt in Reihe mit einem Trennkondensator der abstimmbare Oszillator-Topfkreis und ein zweikreisiges kritisch gekoppeltes ZF-Bandfilter, in dessen ersten Kreis der 8,2-pF-Trennkondensator einbezogen ist. Bei mit Drehkondensatoren abgestimmten Tunern wird an dieser Stelle gewöhnlich ein kapazitiv fußpunktgekoppeltes Bandfilter verwendet, wobei der Primärkreis im Tuner und der Sekundärkreis im Eingangskreis des Bild-ZF-Verstärkers angeordnet sein kann. Die Verbindung zwischen den beiden Kreisen ist dabei auch über ein längeres abgeschirmtes Kabel möglich. Bei den diodenabgestimmten Tunern entfällt die Notwendigkeit einer räumlichen Trennung vom ZF-Verstärker, so daß, wie in den hier gezeigten Schaltungen, bei dem ZF-Ausgangsfilter auch eine induktive Fußpunktkopplung angewendet werden kann. Beide Schaltungen sind so ausgelegt, daß sich eine Gesamtbandbreite von 8 ... 9 MHz ergibt. Bei der Schaltung von Bild 9 erfolgt die Selektion mit abstimmbaren $\lambda/2$-Topfkreisen. Sie entsprechen im wesentlichen den im vorigen Kapitel beschriebenen, enthalten aber parallel zu den Abstimmdioden noch Trimmerkondensatoren mit einer Maximalkapazität von 1 pF, die einen Abgleich im oberen Frequenzbereich ermöglichen. Zum Abgleich bei der untersten Empfangsfrequenz dienen die 12-pF-Trimmerkondensatoren am anderen Ende der Innenleiter.

Die Rückkopplung in der selbstschwingenden Mischstufe des $\lambda/2$-Tuners erfolgt über einen 1,5-pF-Kondensator vom Kollektor auf den Emitter des Transistors. Diese Rückkopplungsart bereitet bei dem diodenabgestimmten $\lambda/4$-Tuner Schwierigkeiten, da hier die Kapazität des Rückkopplungskondensators den Oszillatorkreis zusätzlich kapazitiv belasten und damit dessen Frequenzvariation stark einschränken würde. In der Schaltung von Bild 10 wurde daher eine überwiegend induktive Rückkopplung angewandt. Die Rückkopplungsschleife liegt in Reihe mit der Koppelschleife der Mischstufe an dem zweikreisigen HF-Bandfilter. Zusätzlich erfolgt eine kapazitive Rückkopplung von dem mit der Abstimmdiode im Oszillatorkreis in Reihe geschalteten Trimmerkondensator über 0,8 pF auf den Emitter des Mischtransistors. Dadurch wird der Frequenzgang der Oszillatorspannung linearisiert.

Im übrigen unterscheidet sich der $\lambda/4$-Tuner im wesentlichen nur durch die Ausführung der abgestimmten Topfkreise von dem $\lambda/2$-Tuner des Bildes 9. Die Topfkreise entsprechen weitgehend den schon im vorangegangenen Kapitel beschriebenen. Sie enthalten jedoch zum Abgleich im oberen Frequenzbereich zusätzliche Trimmerkondensatoren von maximal 3 pF, die etwa in der Mitte der Innenleiter angeschlossen sind. Bei der unteren Bereichsfrequenz kann der Abgleich mit Hilfe der 20-pF-Trimmerkondensatoren erfolgen, die mit den Abstimmdioden in Reihe liegen.

Bei einer Massenfertigung sollte wegen der Kapazitätstoleranzen der BA 141 für beide Tunerarten noch eine zusätzliche Abgleichsmöglichkeit vorgesehen werden, bei der die wirksame Induktivität der Topfkreise über die Länge oder den Wellenwiderstand der Innenleiter eingestellt werden kann. Darauf wurde bei den hier beschriebenen Versuchsschaltungen verzichtet.

In Bild 11 sind die an Versuchsmodellen der Tuner gemessenen Verstärkungs- und Rauschzahlwerte als Funktion der Abstimmfrequenz wiedergegeben. Diese Größen weichen bei beiden Schaltungen nur unwesentlich voneinander ab. Sie liegen jedoch etwas ungünstiger als bei ähnlichen, mittels Drehkondensatoren abgestimmten Tunern. Das kann aber in Kauf genommen werden, da die eingangs beschriebenen Vorteile der elektronischen Abstimmung weitaus stärker ins Gewicht fallen. So besteht z. B. ein bisher noch nicht erwähnter Vorteil in den geringen Abmessungen, die durch die Diodenabstimmung möglich werden. Als Beispiel dafür zeigt Bild 12 den Versuchsaufbau des $\lambda/4$-Tuners im Größenvergleich mit einer Streichholzschachtel.

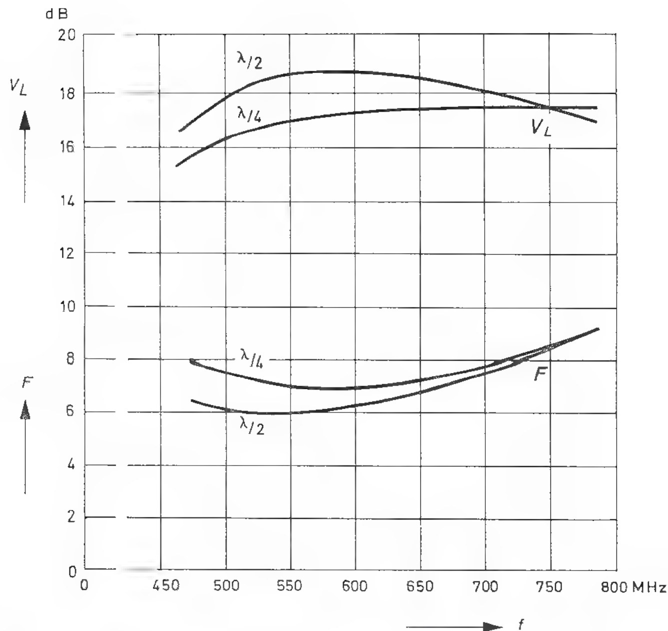


Bild 11: Leistungsverstärkung und Rauschzahl der diodenabgestimmten UHF-Tuner als Funktion der Frequenz

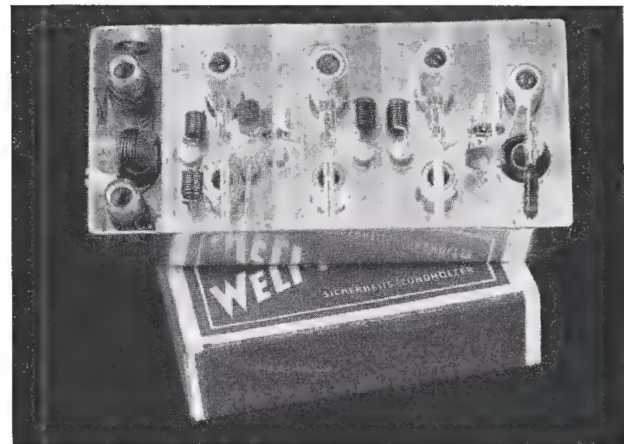


Bild 12: $\lambda/4$-Tuner mit Kapazitätsdioden-Abstimmung im Größenvergleich zu einer Zündholzschachtel

Stabilisierung der Abstimmspannung

Zum Abstimmen im Frequenzbereich 470 ... 790 MHz muß die Vorspannung *U* der Kapazitätsdioden beim $\lambda/2$-Tuner etwa zwischen 1 und 28 V, beim $\lambda/4$-Tuner zwischen rund 2 und 25 V variiert werden. Die an den Versuchsmustern gemessene Abhängigkeit f (*U*) ist in Bild 13 wiedergegeben. Die Konstanz der Diodenspannung bestimmt wesentlich die Wiederkehrgenauigkeit bei der Kanalumschaltung, an die hohe Anforderungen gestellt werden. Die Abstimmspannung muß daher gegenüber Schwankungen der Netzspannung und der Temperatur des Gerätes soweit stabilisiert werden, daß die größte auftretende Änderung der Abstimmfrequenz $\pm$ 500 kHz nicht überschreitet. Dazu darf sich die Betriebsspannung von 28 V, die maximal für die Abstimmung erforderlich ist, um höchstens $\pm$ 2,5 ‰ ändern. Ein so hoher Stabilisierungsgrad läßt sich für die im praktischen Betrieb vorkommenden Netzspannungs- und Temperaturschwankungen mit einer Z-Diode erreichen, wenn man zusätzlich zur Kompensation des Temperaturganges der Durchbruchspannung einen temperaturunabhängigen Widerstand verwendet.

Bild 14 zeigt eine geeignete Stabilisierungsschaltung. Sie benötigt eine Eingangsgleichspannung von 240 V, die bei netzbetriebenen Fernsehempfängern schon für andere Stu-

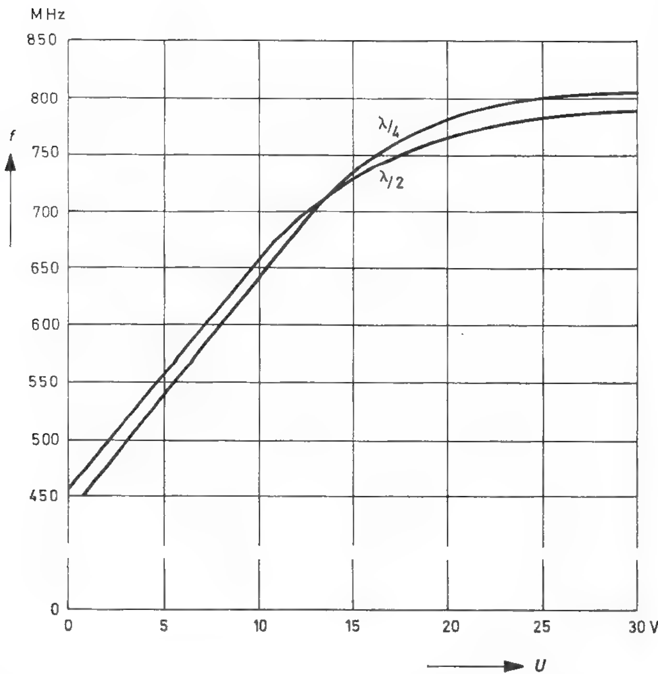


Bild 13: Abstimmfrequenz der UHF-Tuner als Funktion der Abstimmspannung

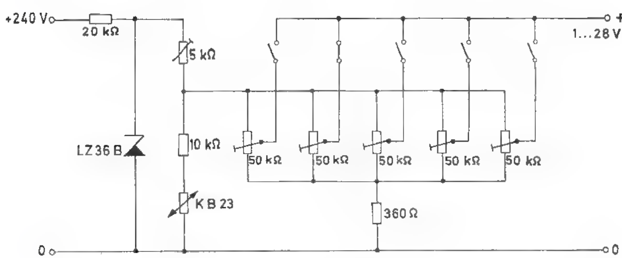


Bild 14: Schaltung zur Stabilisierung der Abstimmspannung in netzbetriebenen Fernsehempfängern

fen vorhanden ist. Die Abstimmspannung wird mit Hilfe einer Z-Diode LZ 36 B soweit stabilisiert, daß sie sich bei ± 10 % Betriebsspannungsschwankungen um weniger als ± 1,5 ‰ ändert. Es wird hier eine Leistungs-Z-Diode verwendet, um die nach dem Einschalten des Gerätes ansteigende Kristalltemperatur gering zu halten. Dazu ist noch eine zusätzliche Wärmeableitung über ein möglichst großes Kühlblech (Gerätechassis) erforderlich.

Die Stabilisierungsschaltung ist für eine Senderwahl mit Drucktasten ausgelegt, mit denen sich jeweils die an Trimmerpotentiometern abgegriffene Diodenvorspannung umschalten läßt. Die fünf Potentiometer sind parallel geschaltet und liegen über einen gemeinsamen, einstellbaren Vorwiderstand an der stabilisierten Spannung von ca. 33 V. Der Vorwiderstand ermöglicht es, die Spannung an den Trimmerpotentiometern unabhängig von den Toleranzen der Z-Diode genau auf den für die Abstimmung maximal erforderlichen Wert von 28 V einzustellen. Parallel zu den Abstimmpotentiometern liegt die Serienschaltung eines Heißleiters mit einem ohmschen Widerstand. Der bei Temperaturerhöhung zunehmende Strom durch diese Kombination vergrößert den Spannungsabfall an dem Vorwiderstand um annähernd den gleichen Betrag, um den die Durchbruchspannung infolge ihres Temperaturkoeffizienten ansteigt. Dadurch wird die Abstimmspannung gegenüber Temperaturschwankungen stabilisiert. Sie änderte sich bei einem Mustergerät zwischen 20 und 45 °C um weniger als ± 1 ‰. Dazu muß allerdings der Heißleiter weitgehend auf der gleichen Temperatur gehalten werden wie die Z-Diode. Um dies zu erreichen, wurde der scheibenförmige SEL-Thermistor KB 23 gewählt, der direkt neben der Z-Diode auf dem Kühlblech montiert werden kann.

Literatur:

[1] H. Keller, M. Lehmann u. L. Mićić: Diffundierte Silizium-Kapazitätsdioden. Radio mentor 1962, H. 8, S. 661
[2] H. Keller: Ein UKW-Empfänger mit elektronischer Abstimmung und Sendersuchautomatik. Funk-Technik 1963, H. 22, S. 827
[3] H. Brauns u. W. Klein: Elektronische Programmwahl für VHF und UHF. Funkschau 1966, H. 9, S. 265
[4] A. Vogt, G. Meyerdierks u. G. Grocholl: Abstimmung mit Kapazitätsdioden in allen Fernseh-Frequenzbereichen. Funkschau 1966, H. 17, S. 539
[5] L. Micic: Die Tunerdiode. Radio mentor 1966, H. 5, S. 404
[6] H. Keller: UHF-Tuner mit Diodenabstimmung. Funktechnik 1966, H. 8, S. 266
[7] H. Keller: Senderwahlschaltungen für Empfänger mit Kapazitätsdioden-Abstimmung. Radio-, Fernseh-, Phono-Praxis 1966, H. 5, S. 151

INTERMETALL Sonderdruck 44/1967

Rudolf Sydow

Stereo-Endverstärker 2x10/15 W mit Planar-Transistoren

ITT INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 5 01 20
Telex 07-72716

Stereo-Endverstärker 2 x 10/15 W mit Planar-Transistoren *

von Ing. (grad.) Rudolf Sydow, INTERMETALL GmbH, Freiburg

* Sonderdruck aus Funktechnik 1967, Heft 5

Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Verstärkers. Das Prinzip ist nicht neu, es wurde erstmals 1956 beschrieben [3] und seither vielfältig abgewandelt [4] bis [14]. Durch ausschließliche Verwendung von hochwertigen Si - Planartransistoren ließ sich die Schaltung sehr einfach ausbilden, und es wurden sehr günstige elektrische Werte bei mäßigem Aufwand erzielt.

Die Ausgangsleistung von 10 W wird aufgebracht von zwei in Seriengegentakt arbeitenden Si - NPN - Epitaxie-Planar-Leistungstransistoren BD 106 B, die gepaart sein müssen. Unter Paarung sei dabei verstanden, daß sich die Stromverstärkungen der beiden Exemplare im Datenblatt-Meßpunkt, $U_{CE} = 2\,V$, $I_C = 0{,}5\,A$, um höchstens ca. 20 % unterscheiden. Der Lastwiderstand ist über den 1500-μF-Koppelkondensator angeschlossen.

Der obere BD 106 B arbeitet in Kollektorschaltung und bildet mit dem vorgeschalteten NPN - Planar - Transistor BFY 40 einen Darlington-Verstärker. Der untere BD 106 B arbeitet in Emitterschaltung und wird angesteuert von dem ebenfalls in Emitterschaltung betriebenen PNP - Planar-Transistor BSX 40. Die beiden Transistoren der Phasenumkehrstufe, BFY 40 und BSX 40, sind komplementäre Typen, die sich in ihren Kennlinien ähneln. Auch sie müssen gepaart sein. Arbeitspunkt dafür: $|U_{CE}| = 5\,V$, $|I_C| = 50\,mA$.

Der Kollektorruhestrom der Endstufe soll im Interesse geringer Übernahmeverzerrungen bei 10 ... 20 mA liegen (bei kalter Endstufe, also kurz nach dem Einschalten). Ein Maß für den Ruhestrom ist der Spannungsabfall an einem 1-Ohm-Emitterwiderstand: 10 ... 20 mV. Die hintereinandergeschalteten Dioden G 580 und ZE 1,5 werden vom Kollektorstrom des Treibertransistors BC 171 A durchflossen (ca. 4 mA). Der an ihnen entstehende Spannungsabfall von ca. 1,75 V, vermehrt um ca. 150 mV am 100-Ohm-Potentiometer P 2, bestimmt den Ruhestrom der Endstufe. Die ca. 1,9 V teilen sich auf in ca. 650 mV als U_{BE} des oberen BD 106 B, je ca. 600 mV als U_{BE} der Transistoren BFY 40 und BSX 40 und ca. 50 mV Ruhespannungsabfall an den Emitterwiderständen (je 1 Ohm). Die steile Durchlaßkennlinie der Dioden stabilisiert den Ruhestrom der Endstufe gegenüber Betriebsspannungsschwankungen, und die Temperaturabhängigkeit der Durchlaßspannung der Dioden gewährleistet eine (nicht ganz vollständige) Temperaturkompensation des Ruhestroms gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur. Das ist erforderlich, um thermische Stabilität der Endstufe zu gewährleisten.

Für die thermische Stabilität der Endstufe sind außerdem die Kühlfläche des oberen BD 106 B sowie die Emitterwiderstände 1 Ohm maßgebend. Es wird ein Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand von ca. 5 grd/W für jeden Endtransistor empfohlen; evtl. kann man auch einen Kühlkörper von ca. 2 grd/W für beide Endstufentransistoren gemeinsam benützen und die Transistoren isoliert montieren. Die Verlustleistung beträgt je Transistor maximal ca. 4,5 W. Daraus resultiert mit $R_{thG} = 13$ grd/W, $R_{thK} = 5$ grd/W und $T_U = 50°$ C eine Sperrschichttemperatur von T_j = max. 130 °C. Thermische Stabilität ist gewährleistet bis $T_U = +\,70$ °C.

Um die Endstufe bis zur vollen Betriebsspannung aussteuern zu können, muß die Versorgungsspannung der Treiberstufe (BC 171 A) mit Hilfe des *RC*-Gliedes 1 kOhm, 25 μF in bekannter Weise mit der Ausgangsspannung mitgeführt, „gebootstrapt" werden. Diese Schaltung heißt „Bootstrap"-Schaltung. In der Kollektorleitung des Treibertransistors liegt ein 100-pF-Kondensator, der, ebenso wie das Boucherot-Glied, 47 nF, 10 Ω, das Schwingen des Verstärkers bei sehr hoher Frequenz verhindern soll. Die Treiberstufe wird vom Kollektor der Vorstufe mit einem Generatorwiderstand von 1,5 kOhm angesteuert und arbeitet mit sehr hoher Spannungsverstärkung, ca. 5000. Der Kollektorstrom des Treibertransistors BC 171 A ist mit ca. 4 mA wesentlich höher, als er in Bezug auf die folgenden Verstärkerstufen sein müßte. Der hohe Kollektorstrom wurde gewählt, weil der Frequenzgang der Spannungsverstärkung der Treiberstufe dadurch besser ist. Anders ausgedrückt, die Kollektor-Basis-Kapazität des BC 171 A, ca. 6 pF (stromunabhängig), wirkt sich bei größerem Kollektorstrom weniger aus.

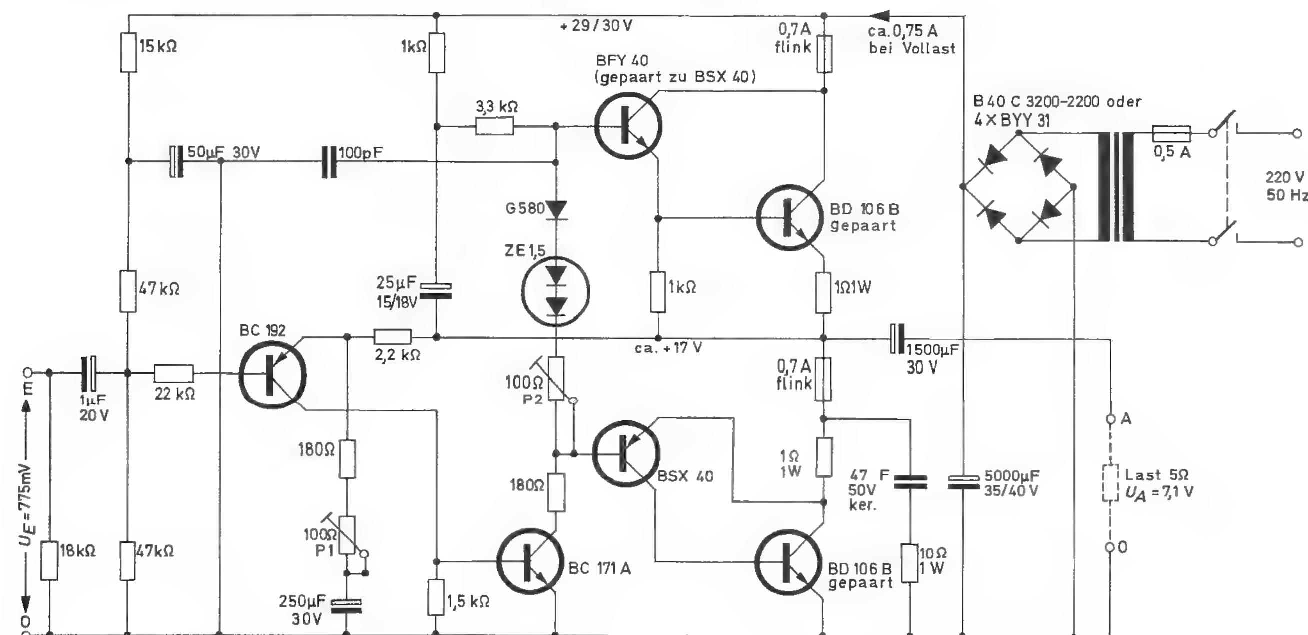


Bild 1: Schaltbild des Verstärkers für einen Kanal. Der zweite Kanal ist entsprechend aufgebaut (Netztransformator und Gleichrichter gemeinsam für beide Kanäle).

In die gleiche Richtung zielt der mit ca. 1,5 kOhm ziemlich klein gewählte Basis-Emitter-Widerstand des BC 171 A. Im Hinblick auf die prinzipielle Funktion des Verstärkers könnte er entfallen. Jedoch würde dann der BC 171 A aus sehr hohem Generatorwiderstand angesteuert, und der Frequenzgang der Spannungsverstärkung aufgrund der Kollektor-Basis-Kapazität wäre schlechter, als wenn man den BC 171 A aus dem relativ kleinen Generatorwiderstand von 1,5 kOhm ansteuert.

Außerdem würde bei fehlendem 1,5-kOhm-Widerstand der Vorstufentransistor BC 192 bei sehr kleinem Kollektorstrom arbeiten, was u. U. bedeutet, daß dabei die Stromverstärkung des Vorstufentransistors schon erheblich abgesunken ist. Also wirkt sich dieser Widerstand auch hinsichtlich der Vorstufe günstig aus.

Als Vorstufentransistor ist ein PNP-Transistor eingesetzt. Dadurch ist es möglich, den Verstärker über alle Stufen mit Gleichstromkopplung zu betreiben, und es ergibt sich eine sehr einfache Schaltung mit günstigen Eigenschaften. Die Basis des BC 192 wird von der Betriebsspannung über einen Spannungsteiler 47 kOhm, 47 kOhm gespeist, dem ein Siebglied 15 kOhm, 50 μF vorgeschaltet ist. Der Emitter des BC 192 ist über einen 2,2-kOhm-Widerstand mit demjenigen Punkt der Endstufe verbunden, dem die Ausgangsleistung entnommen wird. An diesem Punkt stellt sich aufgrund der starken Gleichstromgegenkopplung zwangsläufig eine Gleichspannung ein gleich der Spannung an der Basis des BC 192, zuzüglich U_{BE} = ca. 0,6 V und Spannungsabfall am 2,2-kOhm-Widerstand gleich ca. 0,7 V, ergibt ca. 17 V.

Die Verstärkung des gesamten Verstärkers wird praktisch nur durch das Teilverhältnis des Gegenkopplungsspannungsteilers bestimmt, gebildet aus den Widerständen 2,2 kOhm, 180 Ohm und dem 100-Ohm-Potentiometer P 1. Der 250-μF-Elko legt das eine Ende des Potentiometers P 1 für Wechselstrom an Masse. Der Gegenkopplungsfaktor ist ca. 60 dB, woraus der äußerst kleine Klirrfaktor des Verstärkers resultiert.

Der Widerstand 22 kOhm vor der Basis der Vorstufe hat nur den Zweck, ein sonst u. U. mögliches Schwingen des Verstärkers bei sehr hoher Frequenz zu verhindern. Er hat keine Auswirkung auf das Nutzsignal, da der Eingangswiderstand an der Basis des BC 192 bei ca. 5 MOhm liegt. Der an der Eingangsklemme wirksame Eingangswiderstand von 10 kOhm ergibt sich aus der wechselstrommäßigen Parallelschaltung der drei Widerstände 18 kOhm, 47 kOhm und 47 kOhm.

Das Netzteil ist sehr einfach aufgebaut. Durch Verwendung eines reichlich bemessenen Netztrafos und Gleichrichters war es möglich, auf die bei B-Verstärkern meist erforderliche Stabilisierung der Betriebsspannung zu verzichten, ohne daß sich dadurch Qualitätseinbußen für den Verstärker ergeben.

Eigenschaften des Verstärkers

Die Aufstellung der Daten des Verstärkers zeigt, daß die in DIN 45 500 „Heimstudio-Technik (Hi-Fi)" gestellten Forderungen weit übertroffen werden. Nur ein Wert geht (siehe Bild 2) nicht wesentlich über die DIN-Forderung hinaus: die untere Grenzfrequenz. Der Grund dafür liegt im Preis der in der Schaltung enthaltenen Kondensatoren. Es ist ohne sonstigen Aufwand eine kleinere untere Grenzfrequenz erzielbar. Dazu sind einfach die Kapazitäten aller Elkos außer dem Ladekondensator um den gleichen Faktor zu vervielfachen.

Der Klirrfaktor beträgt, wie Bild 3 zeigt, bei Vollaussteuerung im gesamten Hörbereich ca. 0,1 %. Das ist ein Wert, der sonst nur von wesentlich aufwendigeren Verstärkern erreicht wird. Auch der Intermodulationsfaktor ist mit 0,2 % bemerkenswert klein.

Infolge des Fehlens von Koppelkondensatoren ist das Einschwingverhalten des Verstärkers sehr gut. Bild 4 zeigt das Oszillogramm von 1-kHz-Impulsen (Burst) von ca. 1 s Dauer. Der obere Strahl ist die Ausgangsspannung des Verstärkers, U_{ASS} = ca. 10 V, der untere die Eingangsspannung.

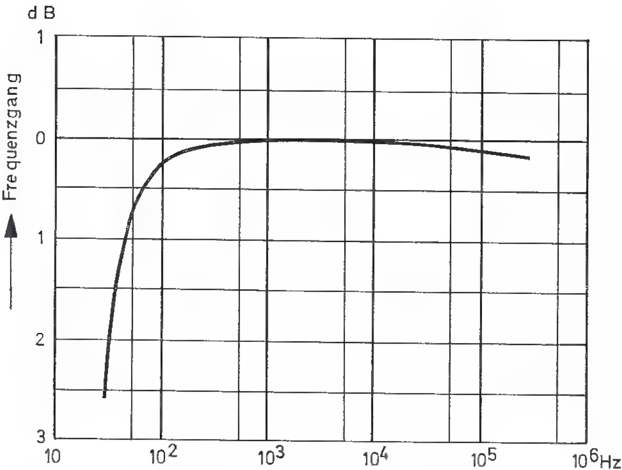


Bild 2: Frequenzgang des Verstärkers, gemessen 6 dB unter Vollaussteuerung bei abgeklemmtem Boucherot-Glied

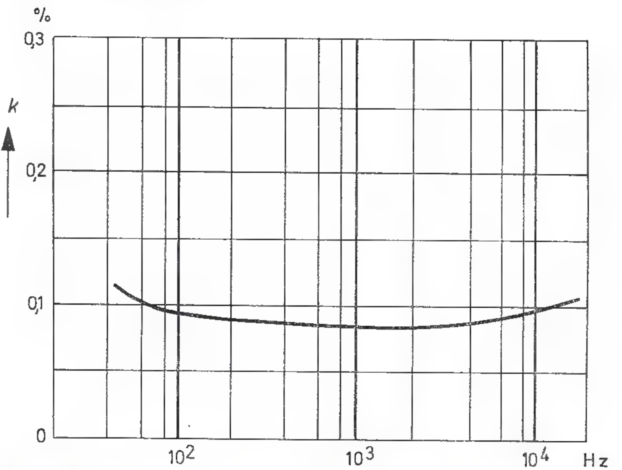


Bild 3: Klirrfaktor des Verstärkers bei Vollaussteuerung

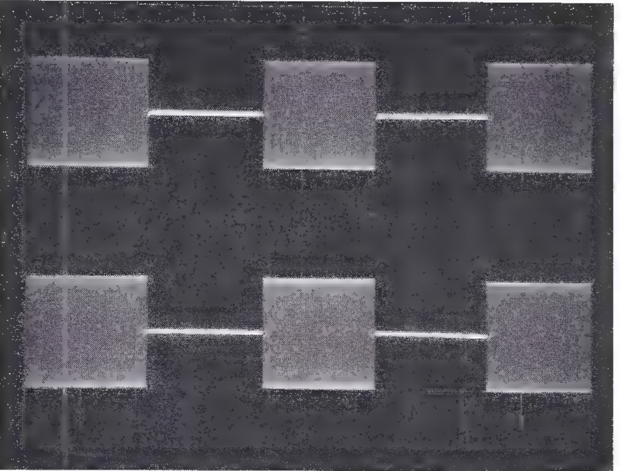
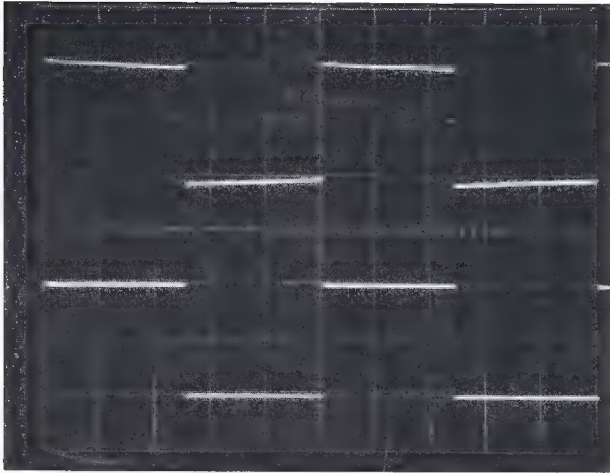
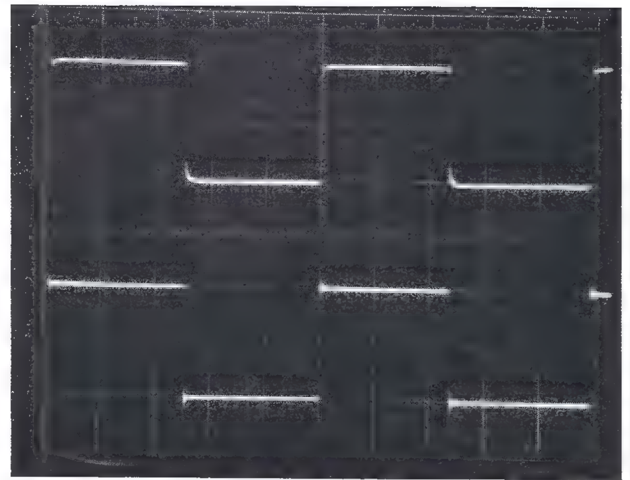


Bild 4: Prüfung des Verstärkers mit 1-kHz-Impulsen, Zeitmaßstab 0,5 s/Teilstrich,
oberer Strahl Ausgangsspannung
unterer Strahl Eingangsspannung

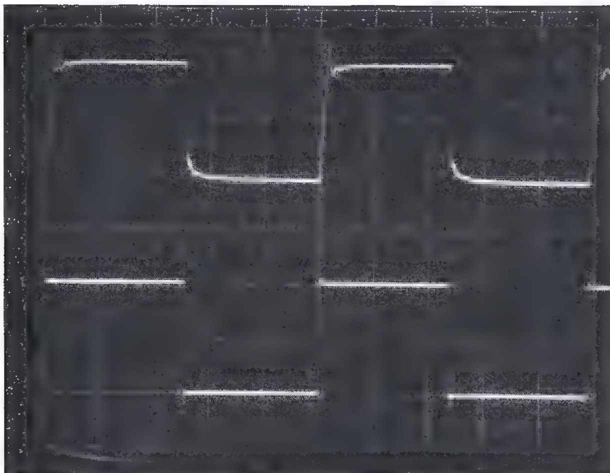
Bild 5 enthält die Fotos von Ausgangs- und Eingangsspannung bei Betrieb mit Rechtecksignal [15]. Die Spitze im Bild 5 c ist hervorgerufen durch den 100-pF-Kondensator, der in Verbindung mit dem Boucherot-Glied 47 nF, 10 Ohm ein Schwingen des Verstärkers bei hoher Frequenz verhindert.



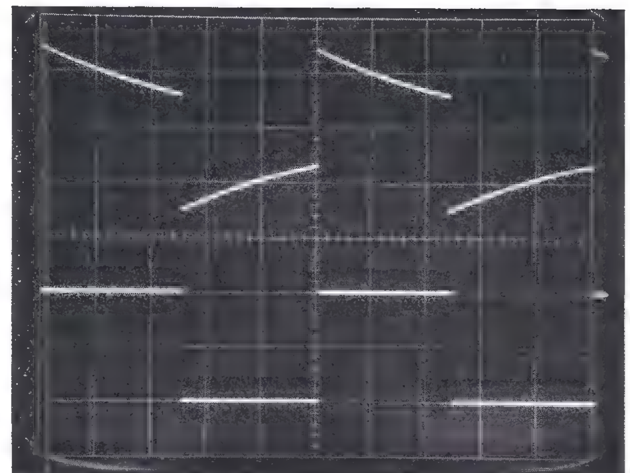
a) bei $f = 1$ kHz,



b) bei $f = 10$ kHz,



c) bei $f = 50$ kHz



d) bei $f = 100$ kHz

Bild 5: Prüfung des Verstärkers mit Rechteckspannung, oberer Strahl Ausgangsspannung, unterer Strahl Eingangsspannung

Es ist durchaus möglich, durch eine Verkleinerung des Teilverhältnisses des Gegenkopplungsteilers 2,2 kOhm/(180 Ohm + P 1) eine höhere Eingangsempfindlichkeit auf Kosten des Klirrfaktors zu erzielen. Es sind Eingangsspannungen für Vollaussteuerung bis herab zu ca. 20 mV denkbar. Dafür müßte der aus dem Potentiometer P 1 und dem 180-Ohm-Widerstand gebildete Zweig des Spannungsteilers etwa 4,7 Ohm betragen. Allerdings muß, proportional mit der Widerstandsabnahme, der mit dem Widerstand verbundene Elko vergrößert werden, ebenso der 50-μF-Elko des Basis-Siebgliedes. Der Klirrfaktor für $U_E = 20$ mV bei $f = 1$ kHz ist etwa 1 %, also immer noch beachtlich klein.

Die jedem Leistungstransistor vorgeschaltete flinke Feinsicherung 0,7 A bietet keinen hundertprozentigen Schutz gegen Beschädigung der Endtransistoren durch Überlastung, z. B. bei Betrieb mit kurzgeschlossenen Lautsprecheranschlüssen. Ein absolut sicherer Schutz ist selbst mit superflinken Microfuses (Wickmann) nicht zu erzielen, weil die thermische Zeitkonstante infolge des kleinen Systems der Planartransistoren BD 106 sehr klein ist, kleiner als die Abschaltzeit superflinker Sicherungen.

Aufbauhinweise

Grundsätzlich sollte man den Aufbau so wählen, daß sich möglichst kurze Leitungen ergeben und daß Eingang und Ausgang des Verstärkers möglichst weit voneinander entfernt sind. Da in der Endstufe ein Spitzenstrom von 2 A fließt, ist außerdem zu beachten, daß alle Anschlüsse an der Nulleitung so angebracht werden, daß keine Verkopplungen auftreten. Der Masseanschluß jeder Lautsprecherbuchse ist unbedingt getrennt direkt mit dem Minuspol des Ladeelkos zu verbinden. Weiterhin muß die Leitung vom Minuspol des Ladeelkos zu den Emittern der unteren BD 106 möglichst kurz und dick sein oder getrennt von der übrigen Masseleitung direkt zum Elko geführt werden. Schließlich ist noch wichtig, daß das Boucherot-Glied 47 nF, 10 Ohm direkt am Transistor sitzt und nicht irgendwo in der Schaltung.

Die Bilder 6 und 7 sind Fotografien eines als Entwicklungsmuster aufgebauten Verstärkers. In der Draufsicht des geöffneten Verstärkers, Bild 6, sind praktisch alle Einzelheiten des Aufbaus zu erkennen. Die vier Endtransistoren sind isoliert auf einem gemeinsamen Kühlkörper befestigt. Der Kühlkörper ist mit Minus verbunden. Die Außenansicht des Verstärkers zeigt Bild 7. Gehäusetyp: Leistner Nr. 77 bs.

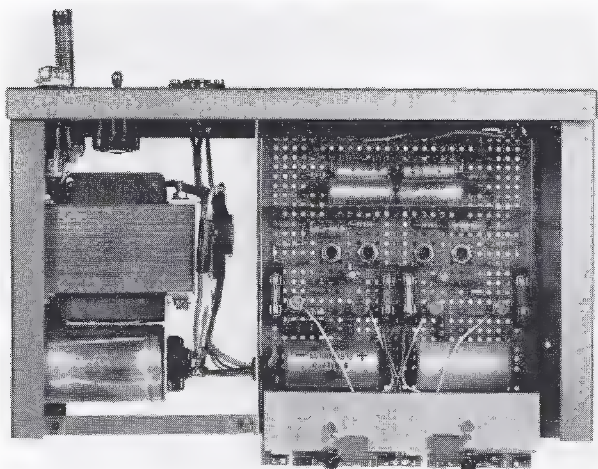


Bild 6: Draufsicht des geöffneten Verstärkers



Bild 7: Ansicht des betriebsfertigen Verstärkers

Literatur

[1] DIN 45 500: Heimstudio-Technik (Hi-Fi)
[2] DIN 45 403: Messung von nichtlinearen Verzerrungen in der Elektroakustik.
[3] Lin, H. C.: Quasi-Complementary Transistor Amplifier, Elektronics, September 1956, Seite 173 . . . 175.
[4] Herscher, Marvin. B.: Designing Transistor A–F Power Amplifiers, Elektronic Engineering Edition, April 11, 1958, Seite 96 . . . 99.
[5] Sharma, Madan, und Berkovitz, Robert: A 200-Watt Solid-State Stereo Amplifier, Electronics World, März 1965, Seite 44 . . . 47.
[6] Keller, Hans: Transformatorloser Stereo-NF-Transistorverstärker, Radio-Fernseh-Phono-Praxis 1964, Heft 9, Seite 245 . . . 252.
[7] Giesel, Willy: HF-Stereo-Anlage in Bausteinform, Funkschau 1966, Heft 13, Seite 423 . . . 426.
[8] Griese, H. J., Ewert, H, und Seippel, I.: Stereoanlage mit Mischverstärker, Regieteil und Leistungsstrahlern, radio mentor 1966, Heft 8, Seite 657 . . . 663.
[9] Giesel, W.: Hi-Fi-Stereo-Steuergerät „Klangmeister RS 81", Funk-Technik 1966, Heft 17, Seite 610 . . . 612.
[10] Porges, I.: Hi-Fi-Verstärker „V 101", Funk-Technik 1966, Heft 21, Seite 756 . . . 758.
[11] RCA-Publikation AN-3185, A High-Quality, Low-Cost, 15-Watt, Complementary-Symmetry Power Amplifier.
[12] RCA-Publikation ATC-406, AF Amplifier Data (35 W und 20 W).
[13] Valvo-Brief April 1964, Seite 10.
[14] Valvo-Brief März 1965.
[15] Verstärkerprüfung mit Rechteckschwingungen, Funktechnische Arbeitsblätter Mv 71 (Franzis-Verlag).

Elektrische Werte

	beschriebener Verstärker	in DIN 45 500 [1] gefordert
Music-Power	2 x 15 W	
Ausgangsleistung	2 x 10 W	2 x 6 W
Übertragungsbereich	40 Hz – 1,3 dB bis 300 kHz – 0,15 dB (siehe Bild 2)	40 Hz . . . 16 kHz
Klirrfaktor bei 2 x 10 W bei 2 x 100 mW	 ca. 0,1 % (s. Bild 3) ca. 0,05 %	< 1 %
Intermodulationsfaktor nach DIN 45 503 [2]	ca. 0,2 %	< 3 %
Nenn-Lastwiderstand	5 Ohm	4 Ohm
Nenn-Eingangsspannung	775 mV	
Eingangswiderstand	10 kOhm	
Fremdspannungsabstand	60 dB	> 50 dB
Dämpfungsfaktor	ca. 30	> 3
Übersprechdämpfung bei 1 kHz bei 10 kHz	 ca. 75 dB ca. 70 dB	 > 40 dB > 30 dB
Stromaufnahme bei Vollaussteuerung gleichstromseitig netzseitig, bei 220 V, 50 Hz	 ca. 1,5 A – ca. 0,3 A ~	
Stromaufnahme im Leerlauf gleichstromseitig netzseitig, bei 220 V, 50 Hz	 ca. 50 mA = ca. 140 mA ~	

INTERMETALL Sonderdruck 45/1967

Otmar Dietrich
Fritz Löwel

Elektronisch abstimm- und umschaltbare Fernsehtuner mit den Dioden BA 141, BA 142 und BA 143

ITT INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 501 20
Telex 07-72716

Elektronisch abstimm- und umschaltbare Fernsehtuner mit den Dioden BA 141, BA 142 und BA 143 *

von Dipl.-Ing. Otmar Dietrich und Dipl.-Ing. Fritz Löwel, INTERMETALL GmbH, Freiburg

* Sonderdruck aus Funktechnik 1967, Heft 7

Einführung

In zunehmendem Maße werden Kapazitätsdioden für die elektronische Abstimmung von Rundfunk- und Fernsehgeräten eingesetzt. Teilweise genügen dazu einfach-diffundierte Dioden, wie z. B. die BA 110 und BA 111, die bereits seit 1961 auf dem Markt sind. Für die Abstimmung des UHF-Fernsehbandes IV/V reicht die Kapazitätsvariation dieser Typen jedoch nicht aus. Die Firma INTERMETALL hat daher zwei neue Silizium-Kapazitätsdioden speziell für die Abstimmung von Fernsehempfängern entwickelt, die einen höheren Kapazitätshub bei gleichzeitig geringen Verlusten besitzen. Die Diode BA 141 ist für den Einsatz in UHF-Tunern bestimmt, während der — abgesehen von dem Verlustwiderstand — im wesentlichen gleiche Typ BA 142 vorwiegend zur Abstimmung im VHF-Bereich vorgesehen ist. Die wichtigsten Kennwerte dieser beiden Tunerdioden sind in Tabelle 1 zusammengestellt. Bild 1 zeigt die mittlere Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität.

Tabelle 1: Kennwerte der Tunerdioden BA 141 und BA 142

Sperrschichtkapazität bei $U = 25\,V$	C_{25}	2,7 pF
Sperrschichtkapazität bei $U = 3\,V$	C_3	12 pF
Serienwiderstand bei $U = 3\,V$		
für BA 141	R_s	0,5 Ω
für BA 142	R_s	1 Ω
Serieninduktivität	L_s	4 nH
Sperrstrom bei $U = 28\,V$	$I_R <$	5 μA
Durchbruchspannung	$U_Z >$	30 V

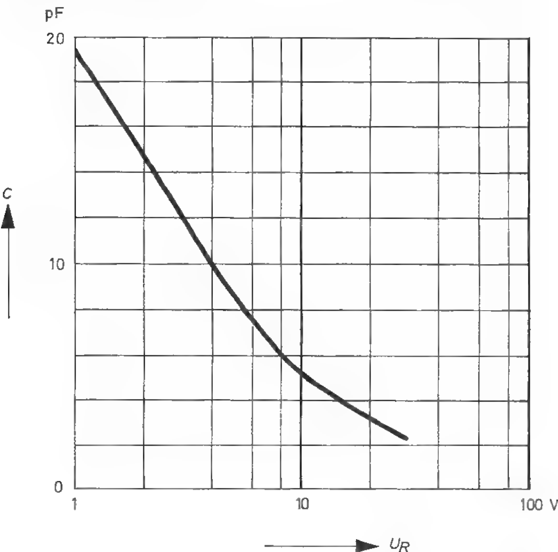


Bild 1: Sperrschichtkapazität in Abhängigkeit von der Sperrspannung für die Dioden BA 141 und BA 142.

Die Vorteile der elektronischen Abstimmung sind u. a. gegeben durch die kleinen Abmessungen, die hohe Betriebssicherheit und die lange Lebensdauer der Dioden. Dazu kommt, daß die Verbindungsleitungen zwischen den Bedienungselementen des Empfangsgerätes und den Tunern nur Gleichspannung führen und daher unkritisch sind. Das bietet neue Möglichkeiten für die Fernbedienung, sowie für eine gleichlaufende Abstimmung mit einem Antennenverstärker, wenn dieser ebenfalls mit Kapazitätsdioden bestückt ist. An die Stelle der früher verwendeten aufwendigen und verschleißanfälligen Mechanik treten einfache Schalter und preiswerte Abstimmpotentiometer, deren Charakteristik der mittleren Kennlinie der Kapazitätsdioden angepaßt werden kann, so daß sich ein linearer Frequenzverlauf über dem Drehwinkel ergibt. Ein bisher noch nicht befriedigend gelöstes Problem bei der elektronischen Abstimmung war die Umschaltung zwischen den Fernsehbändern. Hier bietet sich als neue Möglichkeit der Einsatz von Silizium-Schalterdioden anstelle der mechanischen Kontakte an, da diese wie die Kapazitätsdioden mit Gleichspannung gesteuert werden können. Dann ist keine mechanische Verbindung zwischen den Bedienungselementen an der Frontplatte und der Abstimmeinheit mehr erforderlich, so daß die Tuner an der elektrisch oder thermisch günstigsten Stelle im Empfänger angeordnet werden können. Dem Geräteentwickler wird dadurch ein größeres Maß an konstruktiver Freiheit gegeben, was sich z. B. auch in einer neuartigen Gehäusegestaltung auswirken kann.

Im folgenden wird eine Fernseh-Abstimmeinheit mit einem VHF-Tuner und einem UHF-Tuner beschrieben, die beide mit Kapazitätsdioden abstimmbar sind. Zur Umschaltung zwischen den Empfangsbereichen dienen Silizium-Schalterdioden. Bevor auf die Schaltungen der beiden Tuner eingegangen wird, sollen jedoch erst einige grundsätzliche Gesichtspunkte erörtert werden.

Resonanzkreise mit Kapazitäts- und Schalterdioden

Bild 2 zeigt die einfachste Form eines diodenabgestimmten Resonanzkreises. In Reihe mit der Abstimmdiode C liegt ein Kondensator hoher Kapazität, der den Vorwiderstand R_a kapazitiv überbrückt. Für die Größe dieses Widerstandes ist ein Kompromiß zu finden, da ein zu kleiner Wert den Kreis zusätzlich bedämpft, ein zu großer Wert aber infolge des Sperrstromes der Diode zu einem unerwünschten Spannungsabfall und damit zu einer Verstimmung des Kreises führen kann. Es ist daher in manchen Fällen günstiger, den Vorwiderstand durch eine HF-Drossel zu ersetzen. Im UHF-Gebiet werden Topfkreise in $\lambda/4$- oder $\lambda/2$-Technik verwendet, da sich für Frequenzen oberhalb 300 MHz Resonanzkreise aus konzentrierten Elementen nicht mehr mit ausreichender Güte herstellen lassen.

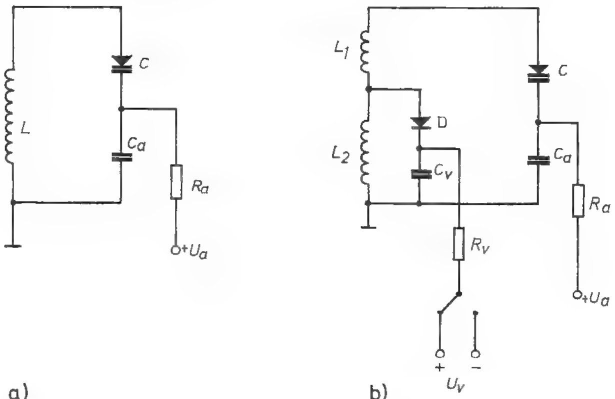


Bild 2: a) Grundschaltung eines diodenabgestimmten Kreises
b) Grundschaltung eines diodenabgestimmten Kreises mit einer Schalterdiode zur Bandumschaltung.

Wie aus Tabelle 1 hervorgeht, besitzen auch die neuen Tunerdioden noch einen geringen Serien-Verlustwiderstand von 0,5 Ω bzw. 1 Ω. Dadurch wird der Resonanzkreis zusätzlich bedämpft, was sich besonders bei sehr hohen

Frequenzen auswirkt. Daher ist für den UHF-Bereich nur die verlustärmere Diode BA 141 geeignet, während für die VHF-Bereiche die BA 142 vollkommen ausreicht.

Da die beiden Frequenzbänder des VHF-Bereiches weit auseinanderliegen, enthalten die Abstimmkreise eines VHF-Tuners üblicherweise je zwei Spulen, die für den Betrieb bei Band I in Reihe geschaltet sind, während für Band III jeweils die eine Teilspule nach Masse kurzgeschlossen ist. Es ist zweckmäßig, die für die Umschaltung bisher üblichen mechanischen Kontakte durch Halbleiterdioden zu ersetzen.

Bild 2 b zeigt einen solchen elektronisch abstimm- und umschaltbaren VHF-Kreis. In Reihe mit der Schalterdiode D liegt ein Abblockkondensator C_V, der den Wechselstromkreis schließt. Solange die Schalterdiode in Sperrichtung vorgespannt ist, wirkt nur ihre Sperrschichtkapazität. Sie geht als parasitäre Kapazität in den Kreis ein und verringert die effektive Kapazitätsvariation. Das ist jedoch unkritisch, wenn man zur Abstimmung eine Tunerdiode BA 142 verwendet, da diese einen ausreichend großen Kapazitätshub besitzt. Steuert man die Schalterdiode durch einen Gleichstrom in Durchlaßrichtung, so wird ihr differentieller Widerstand sehr klein und schließt die Spule L_2 kurz. Da der differentielle Widerstand dann aber mit der Teilinduktivität L_1 in Reihe liegt, bedämpft er den Kreis zusätzlich. Von INTERMETALL wurde daher die verlustarme Schalterdiode BA 143 entwickelt, die in zwei Gruppen lieferbar ist. Der Typ BA 143 V ist für die Bandumschaltung in VHF-Tunern bestimmt, während die Diode BA 143 U infolge ihres noch geringeren Serienwiderstandes auch in UHF-Topfkreisen eingesetzt werden kann.

Die wichtigsten Kennwerte der Schalterdiode BA 143 V sind in Tabelle 2 zusammengestellt.

Tabelle 2: Vorläufige Kennwerte der Schalterdiode BA 143 V

Sperrschichtkapazität bei $U = 15\,\text{V}$	C_{15}	$<$	2 pF
differentieller Flußwiderstand bei $I_F = 10\,\text{mA}$	R_s	$<$	1 Ω
Serieninduktivität	L_s	$<$	2 nH
Durchbruchspannung	U_z	$>$	20 V
max. Flußstrom	$I_{F\,max}$	$<$	100 mA
Sperrstrom bei $U = 15\,\text{V}$	I_R	$<$	100 nA

Natürlich können Schalterdioden nicht nur in den abgestimmten Resonanzkreisen eingesetzt werden, sondern auch jeden anderen HF-Schaltkontakt im VHF-Tuner ersetzen. Falls es dabei nicht möglich ist, die Schalt-Gleichspannung an einem hochfrequenzmäßig kalten Punkt zuzuführen, so müssen die Versorgungsleitungen zu der Diode verdrosselt werden, was den Aufwand nur unerheblich vergrößert, da Drosseln mit ausreichender Induktivität für die relativ hohen Fernseh-Empfangsfrequenzen leicht realisiert werden können. Um die etwas aufwendige Umschaltung zwischen einer positiven und einer negativen Steuerspannung für die Schalterdioden zu vermeiden, kann man die Sperrspannung über einen hohen Widerstand fest an die Dioden legen. Zur Durchsteuerung der Diode ins Flußgebiet genügt dann das Zuschalten einer Spannung entgegengesetzter Polarität über einen kleinen Strom-Begrenzungswiderstand.

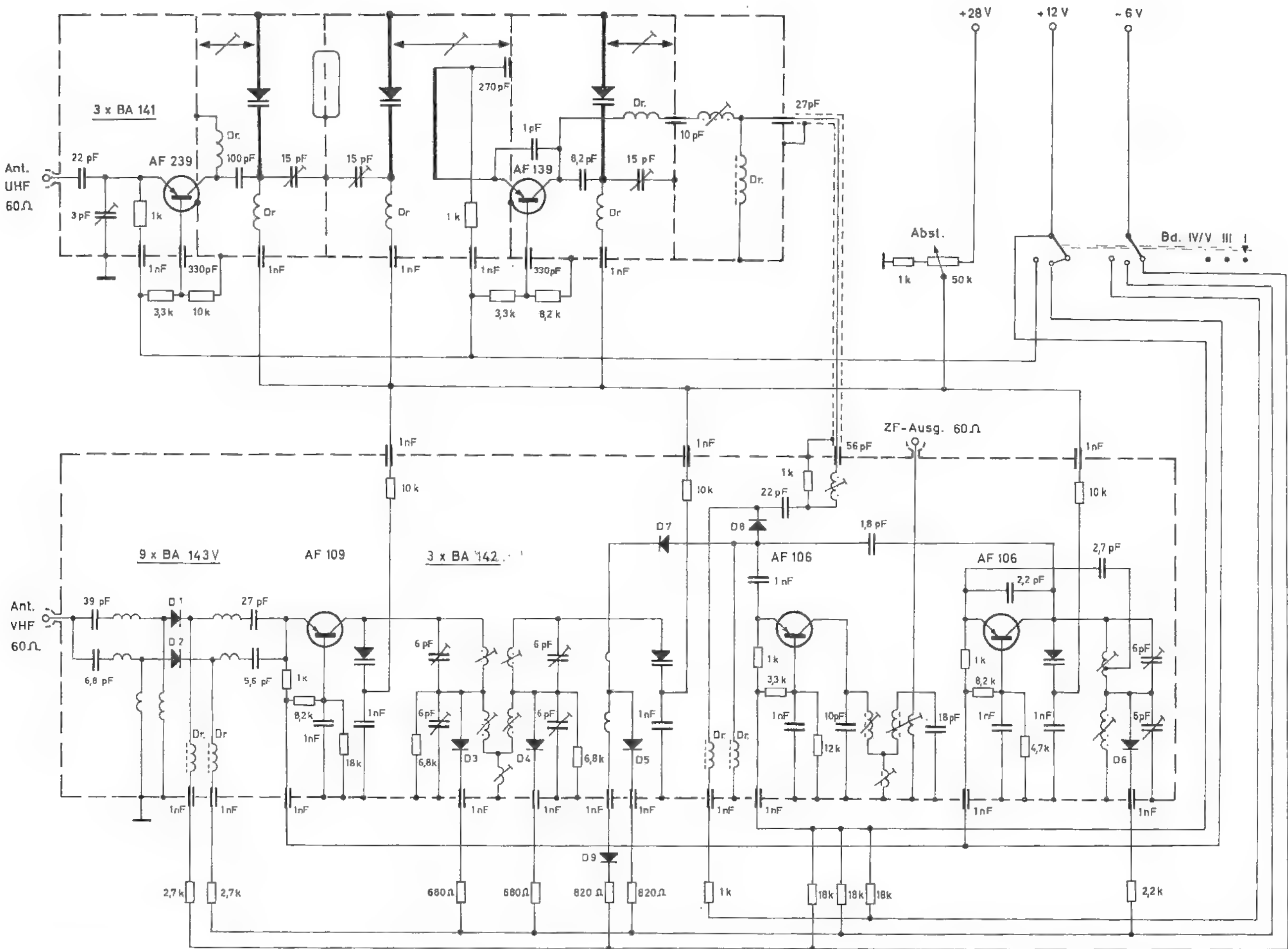


Bild 3: Gesamtschaltbild der beschriebenen Fernseh-Abstimmeinheit mit getrennten Tunern für VHF und UHF.

Der VHF-Tuner

In Bild 3 ist die Schaltung einer voll-elektronischen VHF-Abstimmeinheit mit 2 Tunern wiedergegeben, die als Labormodell aufgebaut wurde. Der VHF-Tuner ist wie üblich mit 3 Transistoren in Basisschaltung bestückt; die Abstimmung erfolgt mit Hilfe von 3 Silizium-Kapazitätsdioden BA 142. Sämtliche Schalterfunktionen werden von 9 Siliziumdioden BA 143 V übernommen.

Das HF-Signal gelangt über ein breitbandiges Eingangsfilter an den Emitter des Vorstufentransistors, dessen Arbeitspunkt über den Basisspannungsteiler auf maximale Stufenverstärkung eingestellt ist. Grundsätzlich kann seiner Basis aber auch eine AGC-Regelspannung zugeführt werden. Auf die Vorstufe folgt ein mit zwei Kapazitätsdioden durchstimmbares HF-Bandfilter, an das die Mischstufe induktiv angekoppelt ist. Die Oszillatorspannung gelangt über einen 1,8-pF-Kondensator auf den Emitter des Mischtransistors.

Als Ausgangsfilter der Mischstufe wird ein induktiv fußpunktgekoppeltes Bandfilter mit annähernd kritischer Kopplung verwendet. Auf das übliche kapazitiv fußpunktgekoppelte Bandfilter wurde hier verzichtet, da man die elektronisch abgestimmten Tuner zweckmäßig in enger räumlicher Nachbarschaft zum nachfolgenden ZF-Verstärker anordnen wird. Dabei entfällt die Notwendigkeit, größere Leitungskapazitäten in das ZF-Filter mit einzubeziehen.

Beim UHF-Empfang wird das zwischenfrequente Ausgangssignal des UHF-Tuners dem Mischtransistor des VHF-Tuners zugeführt, der dann als erste ZF-Stufe arbeitet. Die Verbindung zum HF-Bandfilter des VHF-Tuners ist dabei unterbrochen, die Vorstufe und der Oszillator des VHF-Tuners sind außer Betrieb gesetzt, um Störungen zu vermeiden.

Von den beiden Antennen-Eingangsfiltern, die je einem Frequenzband des VHF-Bereiches zugeordnet sind, muß immer eines gesperrt sein. Diese Aufgabe übernehmen die Dioden D 1 und D 2. Das durchstimmbare HF-Bandfilter zwischen Vor- und Mischstufe arbeitet im Band I mit induktiver Fußpunktkopplung; im Band III dagegen ist der untere Teil durch die Dioden D 3 und D 4 kurzgeschlossen, das verbleibende Filter ist magnetisch gekoppelt. Die Diode D 5 hat die Aufgabe, zusammen mit den Bandfilterspulen auch die zugehörigen Koppelwicklungen umzuschalten. In funktionellem Zusammenhang mit ihr stehen die Dioden D 7 und D 8, die für die Umschaltung zwischen VHF- und UHF-Betrieb vorgesehen sind. Für beide VHF-Bänder muß D 7 durchgeschaltet, D 8 aber gesperrt sein. Der Gleichstrom für die Diode D 7 fließt beim VHF-Empfang je nach dem eingeschalteten Band über D 9 oder D 5. Auf dem gleichen Wege erhält D 7 beim UHF-Betrieb ihre Sperrvorspannung. Die Diode D 8 ist dabei durchgeschaltet. D 9 hat keine eigentliche Schaltfunktion, sondern nur den Zweck, für Band III ein Zusammenbrechen der Sperrspannung der Diode D 1 zu verhindern.

Da in den einzelnen Stufen die Forderungen an einen niedrigen differentiellen Durchlaßwiderstand der Schalterdioden sehr unterschiedlich sind, wurde der jeweils benötigte Flußstrom experimentell ermittelt und dementsprechend für die einzelnen Dioden unterschiedliche Vorwiderstände vorgesehen. Der größte Steuerstrom wird bei Band-III-Betrieb benötigt, er beträgt insgesamt ca. 25 mA.

Der Gleichstrom für die Schalterdioden kann bei Fernsehgeräten, die nach dem heutigen Stand der Technik noch teilweise mit Röhren bestückt sind, über eine einfache Gleichrichterschaltung dem Heizkreis entnommen werden.

Der UHF-Tuner

Der UHF-Tuner, dessen Schaltung aus Bild 3 hervorgeht, wird mit drei Dioden BA 141 abgestimmt. Er enthält eine Vorverstärkerstufe und eine selbstschwingende Mischstufe mit je einem Transistor in Basisschaltung. Der Antennen-Eingangskreis ist breitbandig ausgeführt. Zwischen Vor- und Mischstufe ist ein zweikreisiges Bandfilter geschaltet, dessen Kopplung z. T. durch einen Schlitz in der gemeinsamen Trennwand erfolgt, zusätzlich aber noch mit Hilfe einer Koppelschleife auf die erforderliche Bandbreite eingestellt werden kann. Der Oszillatorkreis ist über einen Trennkondensator von 8,2 pF an den Kollektor des selbstschwingenden Mischtransistors angeschlossen. Die Rückkopplung erfolgt über einen 1-pF-Kondensator zwischen Kollektor und Emitter dieses Transistors. Die Zwischenfrequenz wird am Kollektor über ein zweikreisiges Filter ausgekoppelt und der beim UHF-Empfang als ZF-Verstärker arbeitenden Mischstufe des VHF-Tuners zugeführt.

Für die Topfkreise des Tuners wurde ein neuartiger Aufbau gewählt, der in Bild 4 gezeigt ist. Es handelt sich dabei um einen abgewandelten $\lambda/2$-Kreis, bei dem die Abstimmkapazität nicht an das eine Ende des Innenleiters angeschlossen ist, sondern etwa in dessen Mitte liegt. Somit kann die Kapazitätsdiode zusammen mit ihren Anschlußdrähten selbst als Innenleiter dienen. Dabei ist kein Trimmerkondensator parallel zu der Diode erforderlich, sondern der Abgleich im oberen Frequenzbereich kann mit Hilfe eines Kurzschlußschiebers auf der dem Topfboden zugekehrten Seite des Innenleiters vorgenommen werden. Zum Abgleich im unteren Frequenzbereich dient wie bei bekannten $\lambda/2$-Topfkreisen ein Trimmerkondensator.

Ein solcher Topfkreis hat mehrere Vorteile. Durch die dünnen Anschlußdrähte der Diode läßt sich auch bei kleinem Aufbau ein hoher Wellenwiderstand und damit eine geringe Streukapazität zwischen Innenleiter und Gehäuse erreichen. Da außerdem der Trimmerkondensator parallel zu der Diode entfällt, kann man ihre Kapazitätsvariation besser ausnutzen und den Kreis über einen größeren Frequenzbereich durchstimmen. So war es bei dem Laboraufbau des UHF-Tuners möglich, den Bereich von 470 ... 860 MHz durchgehend abzustimmen. Ein weiterer Vorzug

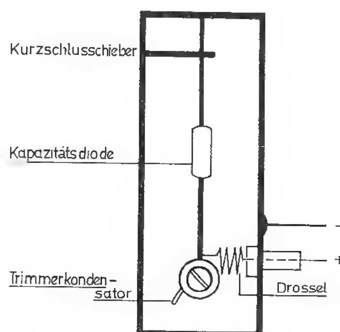


Bild 4: Topfkreis mit Kapazitätsdiode als Innenleiter

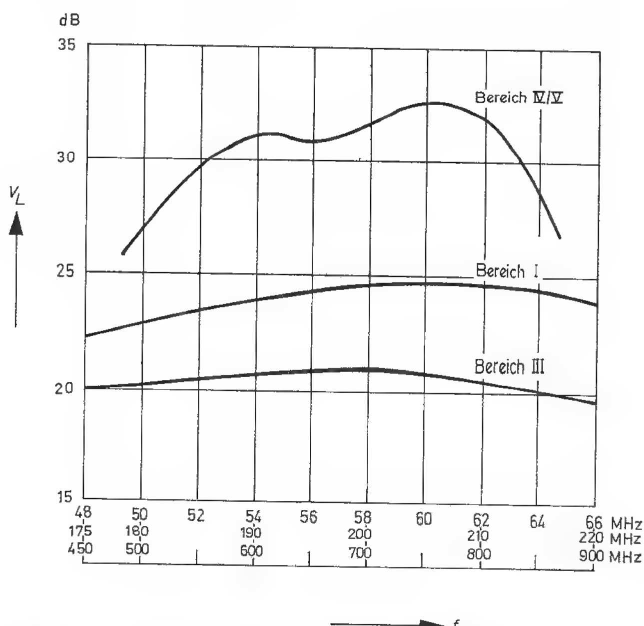


Bild 5: Leistungsverstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz.

dieses Topfkreises ist, daß die Kapazitätsdiode nicht direkt an ihrem Gehäuse angelötet werden muß. Dadurch wird eine thermische Überlastung beim Einbau in den Tuner mit Sicherheit vermieden.

Meßergebnisse

Die wichtigsten Werte, die an einem Laboraufbau der VHF-UHF-Abstimmeinheit nach Bild 3 gemessen wurden, sind in den Bildern 5, 6 und 7 als Funktion der Frequenz aufgetragen. Die Leistungsverstärkung liegt bei der Gesamtbandbreite der Tuner von rund 8 MHz in allen Bereichen über 20 dB. Dadurch ergeben sich entsprechend niedrige Rauschzahlen zwischen 3,2 und 10 kT_0. Wie Bild 7 zeigt, sind zum Abstimmen der einzelnen Bereiche etwas unterschiedliche Vorspannungsänderungen der Kapazitätsdioden erforderlich. Die größte Spannungsvariation von 1 V bis 28 V wird im UHF-Bereich benötigt.

Literatur

[1] H. Keller, M. Lehmann und L. Mićić:
Diffundierte Silizium-Kapazitätsdioden.
Radio Mentor 1962, H. 8, S. 661

[2] H. Keller:
Ein UKW-Empfänger mit elektronischer Abstimmung und Sendersuchautomatik.
Funktechnik 1963, H. 22, S. 827

[3] H. Brauns u. W. Klein:
Monomat-Einknopf-Programmwähler und Diodenabstimmung im VHF-Tuner.
Funkschau 1965, H. 2, S. 29

[4] H. Brauns u. W. Klein:
Elektronische Programmwahl für VHF und UHF.
Funkschau 1966, H. 9, S. 265

[5] A. Vogt, G. Meyerdierks u. G. Grocholl:
Abstimmung mit Kapazitätsdioden in allen Fernseh-Frequenzbereichen.
Funkschau 1966, H. 17, S. 539

[6] L. Mičič:
Die Tunerdiode.
Radio Mentor 1966, H. 5, S. 404

[7] H. Keller:
UHF-Tuner mit Diodenabstimmung.
Funktechnik 1966, H. 8, S. 266

[8] H. Keller:
Senderwahlschaltungen für Empfänger mit Kapazitätsdioden-Abstimmung.
Radio-, Fernseh-, Phono-Praxis 1966, H. 5, S. 151

[9] H. Keller:
Elektronische UHF-Abstimmung in Fernsehempfängern.
Radio-, Fernseh-, Phono-Praxis 1967, H. 3, S. 35

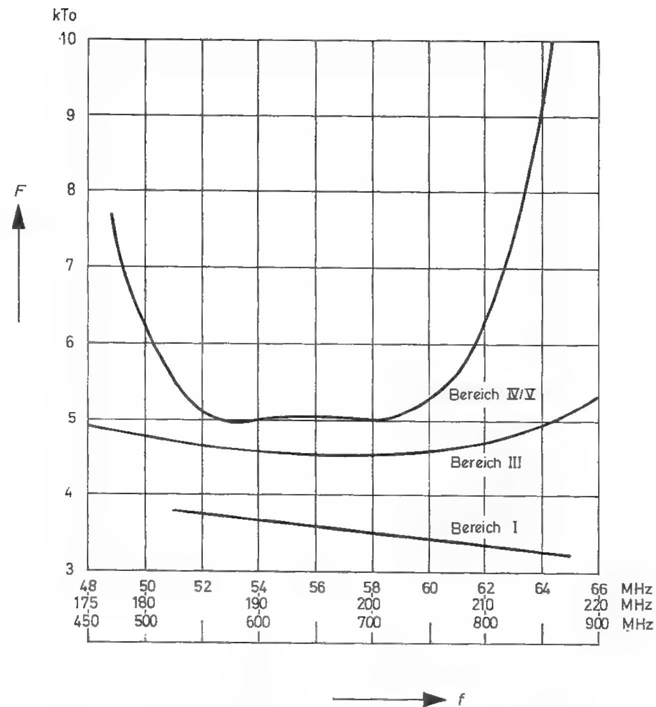


Bild 6: Rauschzahl in Abhängigkeit von der Frequenz.

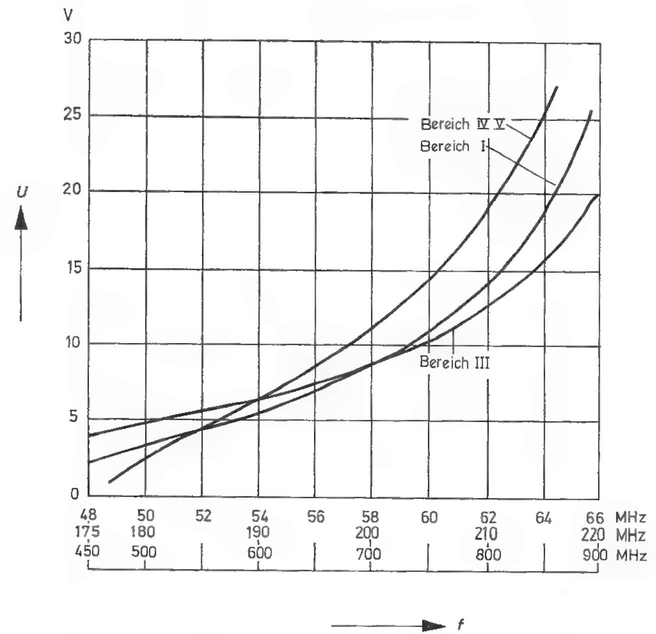


Bild 7: Abstimmspannung in Abhängigkeit von der Frequenz.

INTERMETALL Sonderdruck 46/1967

Rudolf Sydow

Stereo-Vollverstärker 2x6/10 W mit Si-Planar-Transistoren

ITT INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 50120
Telex 07-72716

Stereo-Vollverstärker 2x6/10 W mit Si-Planar-Transistoren *

von Ing. (grad.) Rudolf Sydow, INTERMETALL GmbH, Freiburg

* Sonderdruck aus Funktechnik 1967, Heft 14

Einleitung

Der Verstärker ist in der quasikomplementären eisenlosen Seriengegentakt-B-Schaltung aufgebaut, die auch bei dem 2 x 10/15 - W - Stereo - Endverstärker nach [1] angewendet wurde. Im Unterschied zu diesem Verstärker wurde aber die Polarität der Betriebsspannung anders gewählt; siehe Bild 1. Zweck der Änderung ist, in der Vorstufe (T 1) einen NPN-Transistor verwenden zu können, weil dieser Transistor wegen des für einen Kristalltonabnehmer erforderlichen hohen Eingangswiderstandes schon bei kleinem Kollektorstrom eine sehr hohe Stromverstärkung haben soll. Ein NPN-Si-Transistor dieser Art ist aber leichter erhältlich als ein PNP - Si - Transistor mit gleichen Eigenschaften.

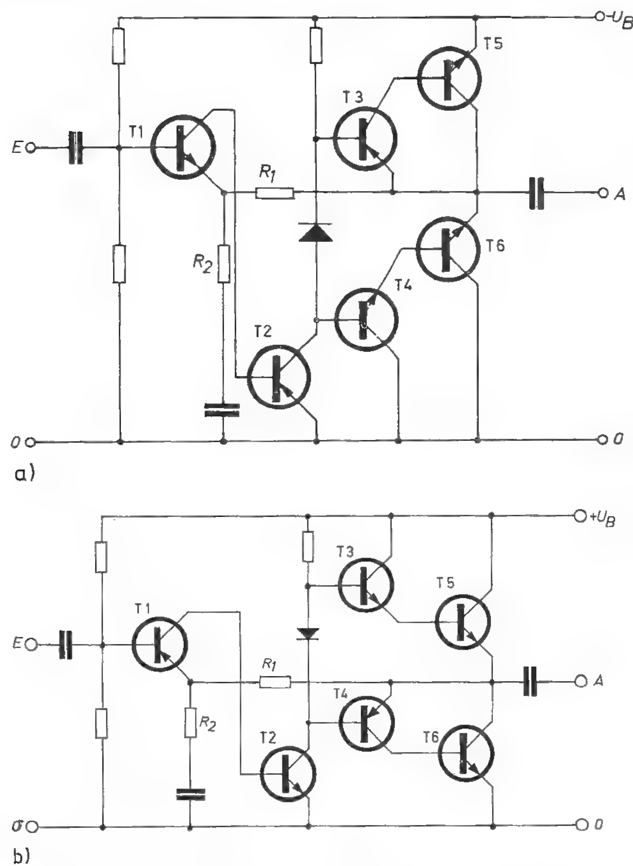


Bild 1: Prinzipschaltung a) des 2 x 6-W-Vollverstärkers b) des 2 x 10-W-Endverstärkers

Gegenüber dem 2 x 10-W-Verstärker enthält der 2 x 6-W-Verstärker zusätzlich vier Tandempotentiometer zur Einstellung von Lautstärke, Balance und Frequenzgang (Höhen und Tiefen).

Die Höhen- und Tiefeneinstellung liegen im Gegenkopplungszweig des Verstärkers. Der bei dem 2 x 10-W-Verstärker aus ohm'schen Widerständen bestehende Gegenkopplungsteiler R_1, R_2 ist bei dem 2 x 6-W-Verstärker ersetzt durch ein frequenzabhängiges, veränderbares Netzwerk, das durch Gegenkopplung die gewünschten Frequenzgänge ergibt. Vorteil dieser Anordnung ist, daß der nicht ausgenutzte Teil der Gesamtverstärkung durch Gegenkopplung beseitigt und somit zur Verminderung des Klirrfaktors herangezogen wird.

Einzelheiten der Schaltung

Bild 2 zeigt das vollständige Schaltbild des 2 x 6-W-Verstärkers. Die Betriebsspannung beträgt im Leerlauf ca. 31 V und geht bei Vollast auf ca. 26 V zurück. Infolge der kräftigen Gegenkopplung hat das keinen nachteiligen Einfluß auf die Eigenschaften des Verstärkers.

Zwei NPN-Planar-Leistungstransistoren BD 106 A, die gepaart sein müssen, liefern die Ausgangsleistung von 6 W an den 5-Ohm-Lastwiderstand, der über einen 1000-μF-Elko angekoppelt ist. Unter Paarung sei verstanden, daß sich die Stromverstärkungen beider Exemplare im Meßpunkt U_{CE} = 2 V, I_C = 0,5 A um höchstens ca. 20 % unterscheiden. Das Boucherot-Glied (47 nF, 10 Ohm) gewährleistet bei hoher Frequenz einen endlichen reellen Lastwiderstand für den Verstärker und unterdrückt eine sonst u. U. vorhandene Schwingneigung.

Die Endstufe wird angesteuert von der komplementärsymmetrischen Phasenumkehrstufe, bestückt mit dem NPN-Planar-Transistor BSY 53 und dem PNP-Planar-Transistor BSX 40, die mögl. auch gepaart sein sollten. Meßpunkt dafür: U_{CE} = 5 V, I_C = 50 mA. Eine nicht gepaarte Phasenumkehrstufe bewirkt einen Anstieg des Klirrfaktors, im ungünstigen Fall etwa auf das Doppelte.

In den oberen Hälften des Verstärkers werden beide Transistoren, BD 106 A und BSX 40, in Emitterschaltung betrieben, während in der unteren Hälfte beide Transistoren, BD 106 A und BSY 53, in Kollektorschaltung arbeiten, also einen Darlington-Verstärker bilden.

Der Treibertransistor BSX 40 arbeitet in Emitterschaltung. In seiner Kollektorleitung liegen drei Dioden, eine Si-Doppeldiode ZE 1,5 und eine Ge-Diode G 580, die den Ruhestrom der Endstufe gegen Schwankungen der Netzspannung stabilisieren und außerdem eine (nicht ganz vollständige) Temperaturkompensation des Ruhestromes gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur bewirken. Mit Hilfe des 250-Ohm-Potentiometers soll der Ruhestrom der Endstufe im kalten Zustand (direkt nach dem Einschalten) auf ca. 10 ... 30 mA eingestellt werden, entsprechend einem Spannungsabfall von ca. 6,5 ... 20 mV am 1,5-Ohm-Emitterwiderstand der Endstufe.

Das *RC*-Glied 25 μF, 2,7 kOhm „bootstrapt" die Speisespannung für die Treiberstufe und gewährleistet dadurch, daß der Endverstärker über den gesamten Speisespannungsbereich durchgesteuert werden kann. Der 100-pF-Kondensator an der Basis des BSY 53 unterdrückt Schwingneigung bei hoher Frequenz, und der 220-Ohm-Widerstand im Kollektor der Treiberstufe verhindert, daß bei Transistordefekt in der Endstufe die Treiberstufe in Mitleidenschaft gezogen wird.

Der 10-kOhm-Widerstand an der Basis des Treibertransistors sorgt dafür, daß der Vorstufentransistor BC 172 B mit einem definierten Kollektorstrom von 70 μA betrieben wird, während beim Fehlen dieses Widerstandes der Kollektorstrom der Vorstufe nur ca. 5 ... 10 μA wäre, abhängig von der Stromverstärkung des Treibertransistors BSX 40. Ein Kollektorstrom von 5 ... 10 μA wäre aber ungünstig hinsichtlich der Stromverstärkung des BC 172 B. Bei I_C = 70 μA ist diese wesentlich höher als bei I_C = 5 μA.

Der Basisspannungsteiler der Vorstufe, bestehend aus den Widerständen 560 kOhm, 560 kOhm und 820 kOhm, teilt die Versorgungsspannung etwa 1 : 2; er bestimmt aufgrund der Gleichstromkopplung den Arbeitspunkt des gesamten Verstärkers. Der 4-μF-Siebkondensator hält den Brumm der Versorgungsspannung vom Eingang fern. Mit Hilfe des 1-μF-Tantalelkos wird der Basisspannungsteiler „gebootstrapt", so daß sein Innenwiderstand keinen Einfluß auf den etwa 2 MOhm betragenden Eingangswiderstand der Vorstufe hat. Dieser hohe Eingangswiderstand ist er-

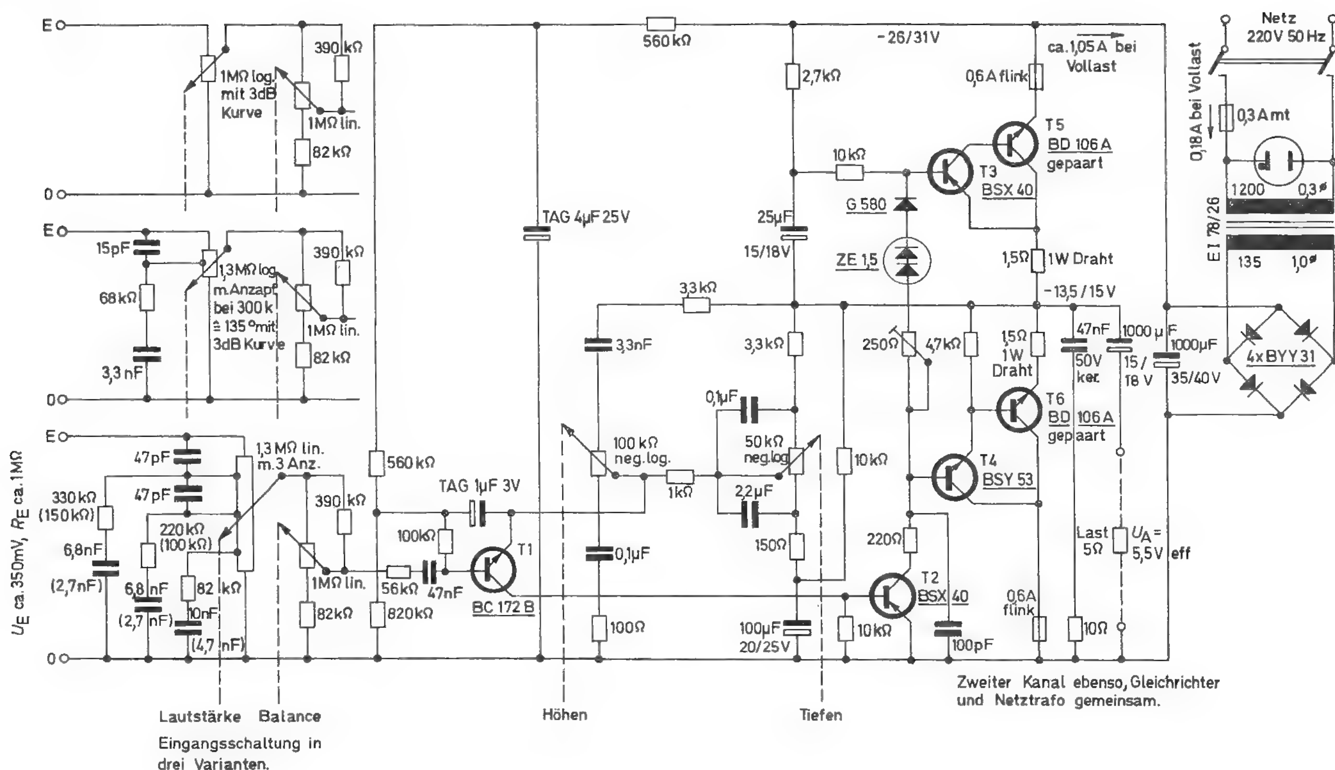


Bild 2: Schaltbild des 2 x 6-W-Stereo-Vollverstärkers

wünscht, weil das Kristallsystem des an den Eingang angeschlossenen Tonabnehmers mit möglichst hohem Widerstand (> 0,5 MOhm) abgeschlossen sein soll.

Klangsteller

Zwischen Verstärkerausgang und Emitter des Vorstufentransistors liegt der Gegenkopplungs-Spannungsteiler, gebildet durch das Klangstellernetzwerk. Es wird die bekannte Schaltung des Fächerentzerrers angewendet, die heute in fast allen hochwertigen NF-Verstärkern zu finden ist [2]. Abweichend von der gebräuchlichen Anordnung, bei der das Nutzsignal das Klangstellernetzwerk durchfließt und dabei den gewünschten Frequenzgang erhält, fließt hier das Gegenkopplungssignal durch das Klangstellernetzwerk. Dadurch sind die Frequenzgangkurven der gesamten Anordnung spiegelbildlich zu denen der herkömmlichen Anordnung. Was normalerweise Anhebung ist, wird hier, als Anhebung des Gegenkopplungssignals, zur Absenkung des Nutzsignals, und umgekehrt. Da jedoch die Frequenzgangkurven des Fächerentzerrers bei richtiger Dimensionierung symmetrisch sind, ändert sich also nichts durch die gewählte Art der Schaltung gegenüber der sonst üblichen Schaltung.

Die Spannungsteilung des Tiefenstellers beträgt in Mittelstellung 20, d. h. das Gegenkopplungssignal am Schleifer des Tiefenstellers beträgt bei Vollaussteuerung 5,5 V : 20 = 275 mV. Addiert man dazu den Verlust im Balancesteller, ca. 3 dB, so erhält man die für Vollaussteuerung erforderliche Eingangsspannung, ca. 380 mV.

Beide Potentiometer des Klangstellernetzwerkes sollen negativ logarithmische Kennlinie haben, damit die Einstellung für linearen Frequenzgang etwa in der Mittelstellung der Potentiometer liegt.

Die mit den Kondensatoren des Höhenstellers in Reihe geschalteten Widerstände haben den Zweck, die Anhebung bzw. Absenkung der Höhen nicht unbegrenzt mit 6 dB/Oktave verlaufen zu lassen. Vielmehr sollen die Kurven oberhalb des Hörbereiches wieder horizontal werden, um Störspannungen nicht unnötig anzuheben. Die Übergangsfrequenz beider *RC*-Glieder liegt bei 15 kHz. Ihr Einfluß ist in der Frequenzgangkurve, die Bild 3 zeigt, zu erkennen.

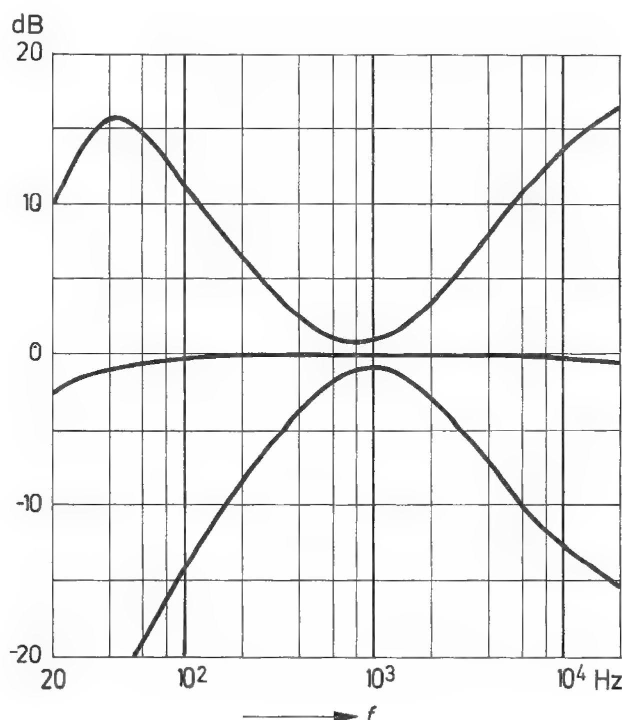


Bild 3: Frequenzgang des Verstärkers

Der 10-kOhm-Widerstand neben dem Tiefensteller verringert den vom Emitterstrom des Vorstufentransistors in der unteren Extremstellung des Tiefenstellers durchflossenen Widerstand von ca. 50 kOhm auf ca. 8 kOhm und bewirkt dadurch, daß sich der Arbeitspunkt des Verstärkers beim Betätigen des Tiefenstellers nicht wesentlich ändert.

Balance- und Lautstärkesteller

Hinsichtlich des Balancestellers sei auf [3] verwiesen. Der Einstellbereich beträgt etwa + 3 dB bis − 10 dB, und die Summe der Ausgangsleistungen beider Kanäle bleibt beim Betätigen des Balancestellers konstant, wie das auch korrekterweise der Fall sein sollte. Die Dämpfung des Balancestellers ist in Mittelstellung 3 dB. Er bietet dem nachgeschalteten Verstärker (Eingangswiderstand ca. 2 MOhm) einen Generatorwiderstand von ca. 200 kOhm und belastet das Lautstärkepotentiometer mit ca. 500 kOhm.

Den Lautstärkesteller schlagen wir in drei Versionen vor, wie das Bild 2 zu entnehmen ist. Die einfachste Lösung ist ein logarithmisches Tandempotentiometer 2 x 1 MOhm mit „3-dB-Kurve". Der Ausdruck „3-dB-Kurve" deutet an, daß die Abweichungen der Widerstandskurven der beiden auf gemeinsamer Achse sitzenden Potentiometer untereinander enger toleriert sind als bei einem Potentiometer, bei dem dieser Hinweis fehlt. Man könnte jetzt denken, diese Angabe bedeutet, daß sich die Ausgangsspannungen des Lautstärkestellers bei jeder Einstellung um $<$ 3 dB unterscheiden. Leider ist das aber nicht der Fall. Die Angabe „3-dB-Kurve" sagt folgendes aus: Im Bereich von voller Lautstärke bis − 20 dB max. Abweichung 2 dB, − 20 dB bis − 30 dB max. Abweichung 3 dB, − 30 dB bis − 40 dB max. Abweichung 4 dB, und darunter wird nichts mehr garantiert. Das bedeutet, wie Messungen an Potentiometern ergaben, daß z. B. bei − 50 oder − 60 dB durchaus eine Pegeldifferenz von 10 dB zwischen den Kanälen möglich ist. Es kommt nun auf die Ausgangsleistung des Verstärkers und auf den Wirkungsgrad der Lautsprecherboxen an, ob das störend ist.

Im vorliegenden Fall ist die Ausgangsleistung mit 2 x 6 W relativ klein. Bei einer Eingangsspannung von ca. 500 mV dürfte die Einstellung − 40 dB, die eine Ausgangsleistung von ca. 1 mW ergibt, entsprechend leiser Zimmerlautstärke bei einem Lautsprecher mittleren Wirkungsgrads, die kleinste Einstellung sein, bei der der Verstärker wirklich betrieben wird. Verwendet man als Lautsprecher zwei der heute viel verwendeten geschlossenen Boxen mit ca. 20 l Rauminhalt, die einen ziemlich kleinen Wirkungsgrad haben, so verschiebt sich die Grenze der praktischen Anwendung auf etwa − 30 dB.

Somit bestehen hier also keine Bedenken gegen den Einsatz eines Tandempotentiometers, das unterhalb − 40 dB eine Kurvendifferenz von bis zu 10 dB hat. Ein Potentiometer mit 3-dB-Kurve muß es aber auf jeden Fall sein, weil ein normales logarithmisches Tandempotentiometer schon bei − 30 dB eine Kurvendifferenz von 10 dB und mehr haben kann.

Die etwas aufwendigere Lösung mit dem einmal angezapften, logarithmischen 1,3-MOhm-Potentiometer (mit 3-dB-Kurve) ist für gehörrichtige Lautstärkeeinstellung ausgelegt. Es wurden die Kurven gleicher Lautstärke zugrunde gelegt, die Bild 4 zeigt. Dabei haben wir die Wahl zwischen den Fletcher-Munson-Kurven [4, 5] und denen der I. S. O.-Empfehlung R. 226 [6].

Ausgehend von diesen Kurven nehmen wir an, daß der Verstärker bei voll aufgedrehtem Lautstärkeeinsteller eine Lautstärke von 60 Phon entsprechend 60 dB bei 1 kHz abgibt. Dabei muß der Frequenzgang des Verstärkers gerade sein, und deshalb ist die Kurve für 0 dB in Bild 5 eine Gerade. Die Kurven für reduzierte Lautstärke erhält man, indem man die Kurvenabstände aus Bild 4 von der 0-dB-Kurve in Bild 5 abzieht. Bild 6 a zeigt die mit dem einmal angezapften Potentiometer erzielten Kurven.

Die schon geschilderten Nachteile von logarithmischen Tandem-Potentiometern mit 3-dB-Kurve vermeidet die dritte für den Eingang vorgeschlagene Lösung. Sie ist am aufwendigsten und verwendet ein dreimal angezapftes, lineares Potentiometer. Die für einen brauchbaren Lautstärkesteller erforderliche logarithmische Kurve wird durch Beschalten der Anzapfungen erreicht. Gleichzeitig erzielt man eine noch bessere Annäherung an die Kurve für gehörrichtige Lautstärkeeinstellung, wie Bild 6 b zeigt. Die ausgezogenen Kurven sind an die I. S. O.-Empfehlung angenähert, die gestrichelten an die Fletcher-Munson-Kurven.

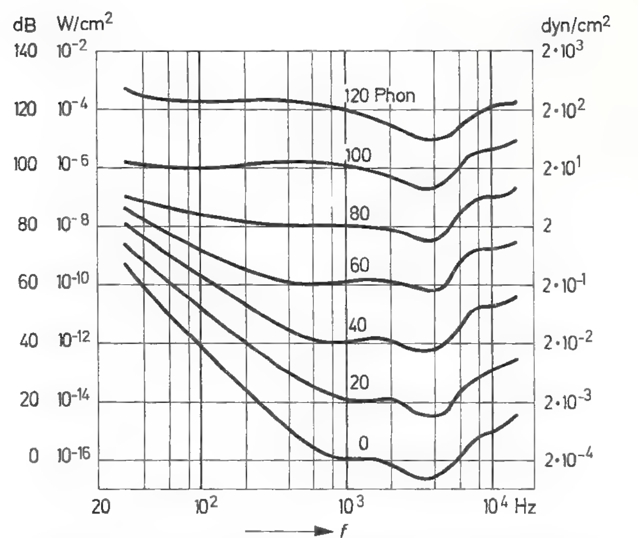


Bild 4 a: Kurven gleicher Lautstärke nach Fletcher und Munson, [4] und [5]

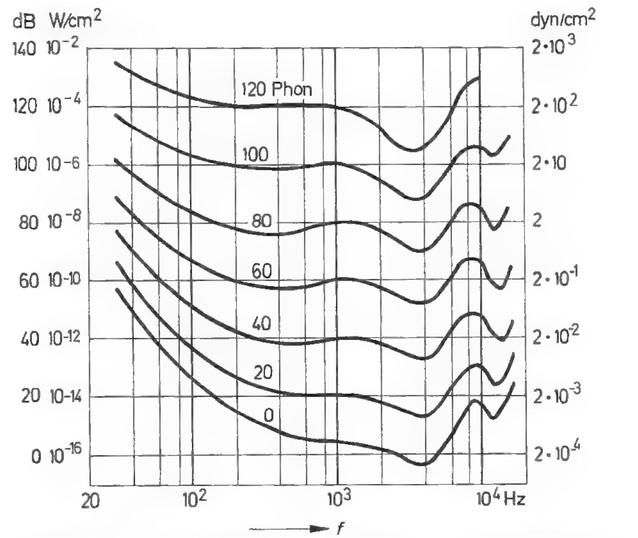


Bild 4 b: Kurven gleicher Lautstärke, I. S. O.-Empfehlung R. 226

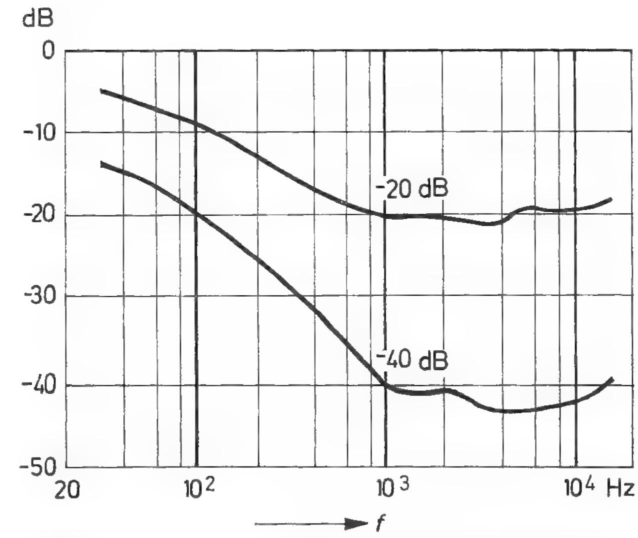


Bild 5 a: Aus Bild 4 a abgeleitete Soll-Kurven für gehörrichtige Lautstärkeeinstellung

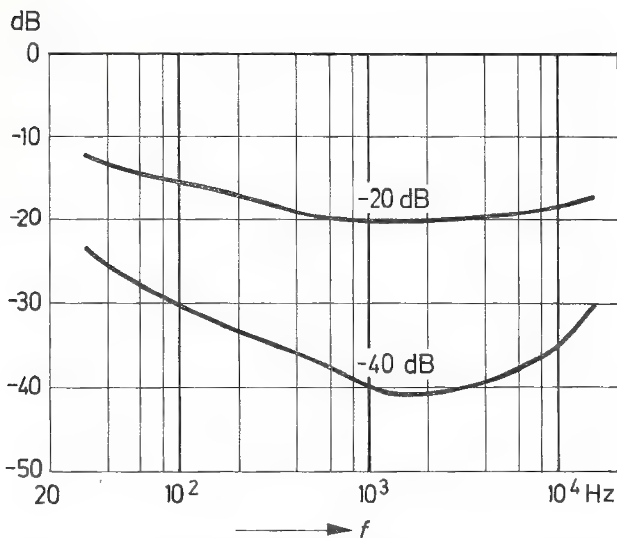


Bild 5 b: Aus Bild 4 b abgeleitete Soll-Kurven für gehörrichtige Lautstärkeeinstellung

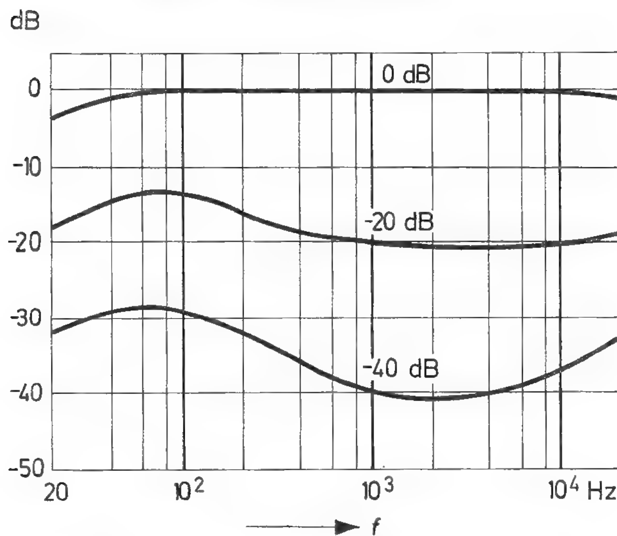


Bild 6 a: Mit einmal angezapftem Lautstärkesteller erzielte Kurven

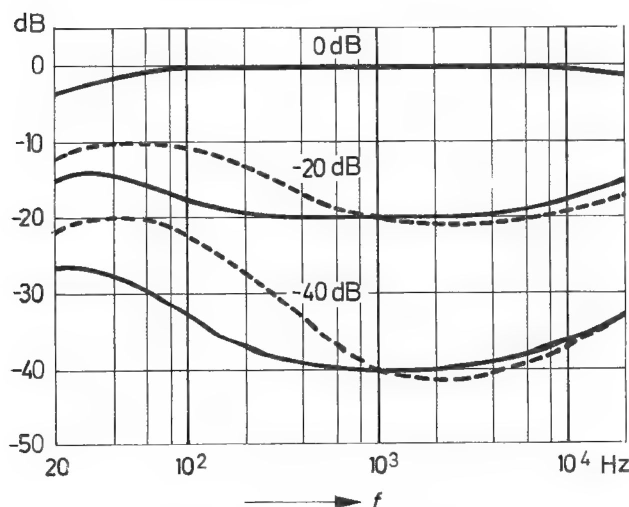


Bild 6 b: Mit dreimal angezapftem Lautstärkesteller erzielte Kurven (für die gestrichelten Kurven gelten die im Schaltbild, Bild 2, eingeklammerten Werte der Beschaltungswiderstände und -kondensatoren)

Ein Hörversuch unter Verwendung zweier hochwertiger, geschlossener 40-l-Lautsprecherboxen [7] ergab, daß die Fletcher-Munson-Kurven (Bilder 4 a und 5 a) eine zu starke Tiefenanhebung bewirken. Sie sollten höchstens dann der Potentiometer-Beschaltung zugrunde gelegt werden, wenn kleine Lautsprecherboxen mit schlechter Tiefenwiedergabe benutzt werden sollen.

Kühlkörper für die Endstufe und thermische Stabilität

Die höchste mittlere Verlustleistung in der Endstufe beträgt ca. 2,7 W je Endtransistor. Hat jeder Transistor einen eigenen Kühlkörper, so soll dessen Wärmewiderstand R_{thK} etwa 15 grd/W betragen. Damit wird die mittlere Sperrschichtübertemperatur etwa 2,7 W · (15 + 13) grd/W = 75 grd, wobei der innere Wärmewiderstand des BD 106 mit R_{thG} = 13 grd/W eingesetzt ist. Legen wir nach DIN 45 500 eine höchste Umgebungstemperatur von 35 °C zugrunde, so wird die höchste mittlere Sperrschichttemperatur T_j = 35 + 75 = 110 °C. Da der BD 106 eine zulässige Sperrschichttemperatur von 175 °C hat, sind auch höhere Umgebungstemperaturen möglich, wobei aber beachtet werden muß, daß bei tiefer Frequenz die Sperrschichttemperatur nicht konstant ist, sondern im Takt des NF-Stromes schwankt.

Es ist auch möglich, beide Endtransistoren eines Kanals oder alle vier Endtransistoren isoliert auf einen gemeinsamen Kühlkörper zu schrauben. Dessen Wärmewiderstand R_{thK} müßte dann ca. 6 ... 7 grd/W für zwei und ca. 3 grd/W für vier Transistoren sein.

Falls man es vorzieht, Kühlbleche zu verwenden, muß ein Al-Kühlblech für einen Transistor mindestens etwa 5 x 5 cm² groß sein, für zwei Transistoren 5 x 10 cm² und für vier Transistoren ca. 100 cm² [8].

Maßgebend für die thermische Stabilität sind die Kühlung des Transistors T 6, die beiden 1,5-Ohm-Emitterwiderstände und die Temperaturkompensation des Kollektorstroms der Endstufe mit Hilfe der Dioden ZE 1,5 und G 580. In der beschriebenen Dimensionierung ist der Verstärker bis T_U = + 70 °C temperaturstabil.

Es sind zur Stabilisierung und Temperaturkompensation des Ruhestromes der Endstufe zwei Alternativlösungen denkbar, die Bild 7 zeigt.

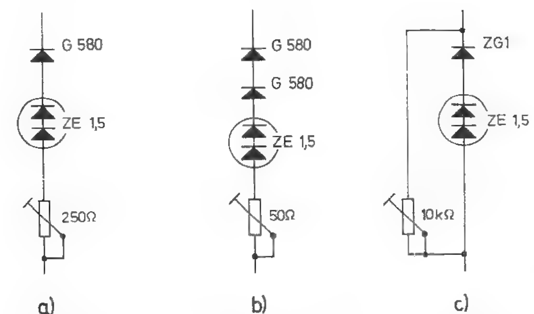


Bild 7: Drei Varianten der Ruhestromstabilisierung und -kompensation

Schaltung 7 a ist die ursprünglich verwendete. Schaltung 7 b hat bessere Stabilisierung und Kompensation, erfordert aber eine Ge-Diode mehr. Das Potentiometer kann dabei u. U. entfallen. Schaltung 7 c hat bessere Stabilisierung als 7 a, aber nicht wesentlich bessere Kompensation.

Elektrische Werte des Verstärkers

	beschriebener Verstärker	in DIN 45 500 [9] gefordert
Music-Power	2 x 10 W	
Ausgangsleistung für Dauerton	2 x 6 W	2 x 6 W
Übertragungsbereich (± 1,5 dB, bezogen auf 1 kHz)	40 Hz: – 1 dB 20 kHz: – 0,5 dB	40 Hz ... 16 kHz

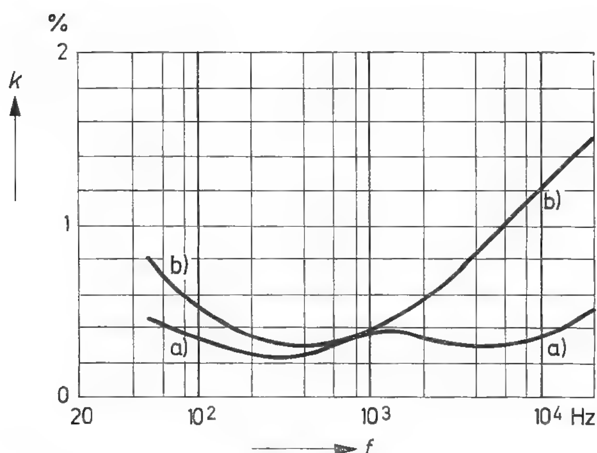


Bild 8: Klirrfaktor des Verstärkers, a) Frequenzgang linear, b) Höhen und Tiefen angehoben

	beschriebener Verstärker	in DIN 45 500 [9] gefordert
Klirrfaktor (s. Bild 8)		
bei 2 x 6 W	ca. 0,2 . . . 0,7 %	< 1 %
bei 2 x 100 mW	ca. 0,2 %	
Intermodulationsfaktor nach DIN 45 403 [10]	ca. 0,7 %	< 3 %
Nenn-Lastwiderstand	5 Ohm	4 Ohm
Eingangsspannung	ca. 350 mV	< 0,5 V
Eingangswiderstand	ca. 1 MOhm	> 470 kOhm
Fremdspannungs-abstand nach DIN 45 405 [11]	55 . . . 60 dB	> 50 dB
Dämpfungsfaktor	ca. 10	> 3
Übersprechdämpfung		
bei 1 kHz	ca. 45 dB	> 40 dB
bei 10 kHz	ca. 37 dB	> 30 dB
Stromaufnahme		
bei Vollaussteuerung		
gleichstromseitig	ca. 1,05 A	
netzseitig (220 V)	ca. 180 mA	
im Leerlauf		
gleichstromseitig	ca. 40 mA	
netzseitig (220 V)	ca. 75 mA	

Eigenschaften des Verstärkers

Aus den vorstehenden elektrischen Werten des Verstärkers geht hervor, daß die in DIN 45 500 „Heimstudio-Technik (Hi-Fi)" aufgestellten Anforderungen erfüllt und teilweise weit übertroffen werden.

Der Klirrfaktor ist abhängig von der Güte der Paarung von Endstufe und Phasenumkehrstufe sowie vom Absolutwert der Stromverstärkung in beiden Stufen, bleibt jedoch bei linearer Einstellung des Frequenzganges unter 1 %.

Die jedem Endtransistor vorgeschaltete flinke Feinsicherung 0,6 A bietet keinen hundertprozentigen Schutz gegen Beschädigung der Endtransistoren durch Überlastung, z. B. bei Betrieb mit kurzgeschlossenen Lautsprecheranschlüssen. Ein absolut sicherer Schutz ist selbst mit superflinken Microfuses (Wickmann) nicht zu erzielen, weil die thermische Zeitkonstante infolge des kleinen Systems der Planar-Transistoren BD 106 sehr klein ist, kleiner als die Abschaltzeit superflinker Sicherungen.

Bei Einstellung auf linearen Frequenzgang stehen Höhen- und Tiefenpotentiometer nicht ganz in der Mitte; jedoch ist die Abweichung vom linearen Frequenzgang bei Mittelstellung der Potentiometer so gering, daß man den Frequenzgang dabei als linear ansehen kann.

Literatur

[1] INTERMETALL - Sonderdruck Nr. 44, Stereo - Endverstärker 2 x 10/15 W mit Planar-Transistoren.

[2] Pfeifer, H.: Berechnung und Dimensionierung eines Fächerentzerrers. Funk und Ton 1954, Nr. 13, Seite 409 – 419.

[3] INTERMETALL-Sonderdruck Nr. 48, Balanceeinstellung in Stereo-Verstärkern.

[4] Fletcher: Loudness, its definition, measurement and calculation. J. Acoust. Soc. Amer. 5, 1933.

[5] Telefunken-Laborbuch Band 1, 6. Ausgabe 1964, Franzis-Verlag München, Seite 165.

[6] Meßgeräte-Katalog November 1963 der Fa. Brüel + Kjaer, Naerum/Dänemark, Abschnitt 13, Seite 9 (I.S.O.-Empfehlung R. 226).

[7] Standard Elektrik Lorenz AG: Lorenz Hi-Fi-Lautsprecherbaukasten 25 W.

[8] Ermittlung von Kühlflächen für Halbleiterbauelemente, INTERMETALL-Datenbuch 1967/68, Seite 17 und 18.

[9] DIN 45 500: Heimstudio-Technik (Hi-Fi).

[10] DIN 45 403: Messung von nichtlinearen Verzerrungen in der Elektroakustik.

[11] DIN 45 405: Geräuschspannungsmesser für elektroakustische Breitbandübertragung.

INTERMETALL Sonderdruck 47/1967

Wolfgang Stern

NF-Verstärker mit Planar-Transistoren für Heimfernsehempfänger

ITT INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 50120
Telex 07-72716

NF-Verstärker mit Planar-Transistoren für Heimfernsehempfänger *

von Dipl.-Ing. Wolfgang Stern, INTERMETALL GmbH, Freiburg

* Sonderdruck aus Funktechnik 1967, Heft 16

Einleitung

Dieser NF-Verstärker wurde für den Tonteil eines Schwarz-Weiß-Heimfernsehempfängers, der ganz mit Transistoren bestückt ist, entwickelt. Da der Eintakt-A-Verstärker die gestellten Forderungen gut erfüllt, wurde ihm wegen des geringen Aufwandes der Vorzug gegenüber einer Gegentakt-B-Ausführung gegeben. Als Betriebsspannung dienen die vom Zeilentransformator des Empfängers gelieferten 15 V, die bereits zur Versorgung von Tuner, ZF-Teil und Vertikalendstufe dienen.

Aufbau und Eigenschaften der Schaltung

Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung des Verstärkers. Die Transistoren T 1 und T 2 arbeiten in Emitterschaltung und sind direkt gekoppelt. Der Transistor der Vorstufe, T 1, erhält seinen Basisstrom über die Widerstände *R 2* und *R 3* vom Emitter des Endstufentransistors T 2. Das *RC*-Glied *R 3, C 2* unterbindet eine Wechselstromgegenkopplung zur Basis des Vorstufentransistors. Die bei dieser Art der Schaltung vorhandene starke Gleichstromgegenkopplung bewirkt auf einfache Weise eine gute Konstanz des Kollektorstromes im Endstufentransistor, unabhängig von dessen Sperrschichttemperatur und unabhängig von Schwankungen der Betriebsspannung [1].

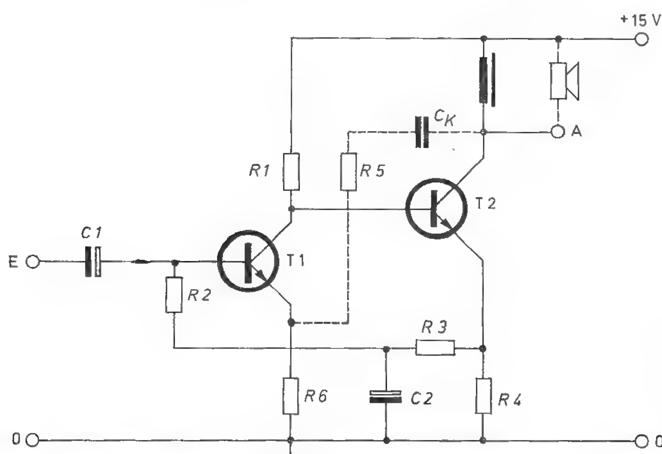


Bild 1: Prinzipschaltbild des Eintakt-A-Verstärkers (Gegenkopplungszweig gestrichelt gezeichnet)

Die Verstärkung des zweistufigen Verstärkers ist so groß, daß eine Gegenkopplung von etwa 15 dB eingeführt werden kann. Der Gegenkopplungspfad führt vom Kollektor des Endtransistors zum Emitter des Vorstufentransistors. Das ist in Bild 1 gestrichelt angedeutet.

Die vollständige Schaltung ist in Bild 2 dargestellt. Sie ist mit NPN-Si-Planar-Transistoren T 1 (BC 172 C) und T 2 (BD 106 A) bestückt und enthält die Netzwerke zur Klang- und Lautstärkeeinstellung sowie Kondensatoren zur Siebung der Betriebsspannung (*C 9*) und zum Verhindern von Schwingungen (*C 8*). Wegen der nicht immer brumm- und störfreien Betriebsspannung wurde für die Gegenkopplung eine eigene Wicklung vorgesehen, die einseitig direkt an Masse liegt und somit den in Bild 1 eingezeichneten Kondensator C_K überflüssig macht.

Der Spannungsabfall am Emitterwiderstand *R 4* und die Sättigungsspannung des Endtransistors müssen von der Betriebsspannung abgezogen werden, um den aussteuerbaren Spannungsbereich zu erhalten. Rechnet man bei der Betriebsspannung von 15 V mit einem Aussteuerbereich von 10 V, d. h. mit $U_{eff} \approx 7$ V am Kollektor des Endtransistors T 2, und einer Ausgangsleistung von 1,5 W, dann wird der Anpassungswiderstand $R_A = 32$ Ohm. Bei Anschluß eines 16-Ohm-Lautsprechers kann man als Ausgangstransformator einen Spartransformator mit dem Übersetzungsverhältnis $ü = 1{,}4$ verwenden, wodurch für den Ausgangstransformator eine kleinere Größe gewählt werden kann als bei gleicher Leistung und mit getrennten Wicklungen. Es wird ein Kern EI 38 verwendet. Für einen Leistungsabfall von 3 dB bei 100 Hz ist eine Induktivität $L \approx 50$ mH erforderlich, die bei einem Luftspalt von 2 x 0,2 mm mit 325 Windungen erreicht wird. Für den bei Vollaussteuerung auftretenden Spitzenwert des Wechselstromes von 320 mA ist im Endtransistor ein Kollektorgleichstrom von 350 mA erforderlich.

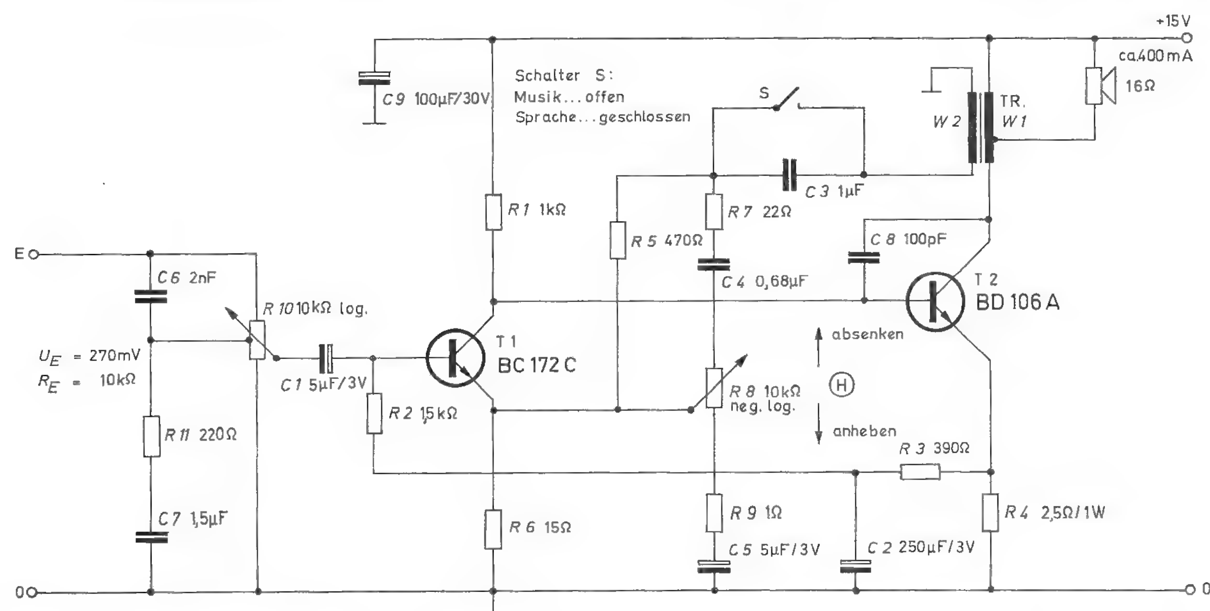


Bild 2: Vollständiges Schaltbild des Verstärkers.
Tr.: Ausgangstransformator EI 38, Dynamoblech IV, Luftspalt 2 x 0,2 mm. W 1: 325 Wdg. CuL 0,4 mm ∅, bei 230. Wdg. angezapft. W 2: 325 Wdg. CuL 0,1 mm ∅. Beide Wicklungen bifilar gewickelt.

Der Gleichstrominduktion im Ausgangstransformator von 3,1 kG überlagert sich bei Vollaussteuerung eine Wechselstrominduktion von 3,3 kG.

Der Widerstand *R 1*, der den Generatorwiderstand für den Endtransistor darstellt, ist wesentlich größer als dessen Eingangswiderstand R_e, so daß Stromsteuerung vorliegt. Der Ruhestrom von 350 mA erfordert bei einer Gleichstromverstärkung des Endtransistors von B = 50 ... 150 einen Basisstrom von 2,7 ... 7 mA. Um den Kollektorstrom im Endtransistor bis auf den doppelten Wert steuern zu können, muß der Strom durch *R 1* mindestens doppelt so groß wie der Basisstrom für den Endtransistor, d. h. ca. 14 mA sein. Dabei wird vorausgesetzt, daß die Gleichstromverstärkung *B* des Endtransistors BD 106 bei I_C = 700 mA etwa gleich groß ist wie bei I_C = 350 mA, weil das B-Maximum des BD 106 bei ca. 500 mA liegt.

Der Eingangswiderstand des Verstärkers ist gleich dem Widerstand *R 2* = 1,5 kΩ, der parallel zu dem Transistor-Eingangswiderstand der Vorstufe von 8 ... 16 kΩ liegt. Der Arbeitswiderstand R_C des Vorstufentransistors T 1 wird gebildet durch den Widerstand *R 1* und den parallel dazu liegenden Eingangswiderstand R_e des Endstufentransistors T 2. Mit R_e = 250 Ohm wird R_C = 200 Ohm und die Spannungsverstärkung von T 1 v_1 = 13. Für maximale Ausgangsleistung ohne Gegenkopplung ist die Eingangsspannung u_e = 50 mV. Durch die Spannungsgegenkopplung wird die Verstärkung reduziert, so daß für 1,5 W am Ausgang eine Eingangsspannung von ca. 270 mV erforderlich ist; die Gegenkopplung ist also etwa 15 dB.

Mit dem frequenzabhängigen Netzwerk im Gegenkopplungszweig kann der gewünschte Frequenzgang des Verstärkers eingestellt werden. Die der Kollektorwechselspannung von T 2 proportionale Gegenkopplungsspannung wird über die Gegenkopplungswicklung und den frequenzabhängigen Spannungsteiler dem Emitter von T 1 zugeführt. Erhöhung der Gegenkopplung hat eine Abnahme der Ausgangsspannung zur Folge und umgekehrt, weil das frequenzabhängige Netzwerk vom Gegenkopplungssignal und nicht vom Nutzsignal durchflossen wird [2]. Die Klangeinstellung besteht aus einer festen und durch den Sprache-Musik-Schalter S abschaltbaren Tiefenanhebung und einer kontinuierlich einstellbaren Anhebung und Absenkung der Höhen. Die feste Tiefenanhebung dient zum Ausgleich der schlechten Tiefenwiedergabe des relativ kleinen Lautsprechers. Die Tiefenabsenkung, die bei Stellung „Sprache" eintritt, verursacht allein der kleine Lautsprecher. Die Frequenzgangkurven in Bild 3 wurden bei einer Eingangsspannung u_e = const gemessen, bei der einerseits das Ausgangssignal für alle betrachteten Frequenzen und alle Stellungen von Potentiometer *R 8* weit über dem Rauschen lag, andererseits der Verstärker mit Sicherheit nicht übersteuert wurde.

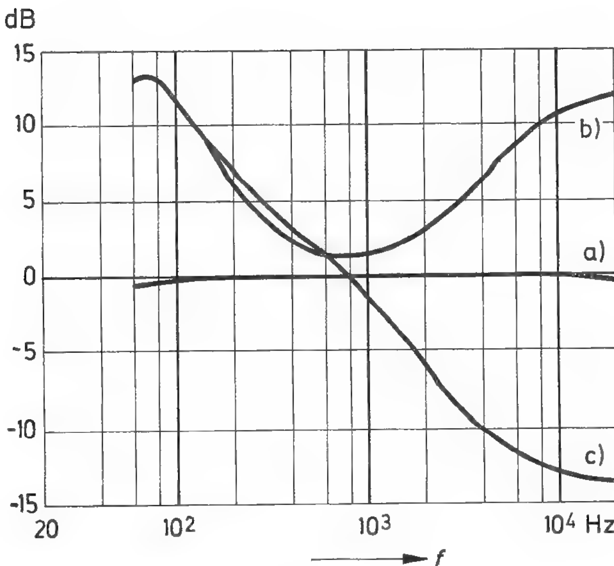


Bild 3: Frequenzgang des Verstärkers
a) Linearer Frequenzgang
b) maximale Tiefen- und Höhenanhebung
c) Tiefenanhebung und maximale Höhenabsenkung

Mit dem Potentiometer *R 10* ist die Lautstärke kontinuierlich einstellbar. Die Beschaltung der Anzapfung von *R 10* dient zur gehörrichtigen Lautstärkeeinstellung bei verminderter Lautstärke [3], wobei mit nur einer Anzapfung des Potentiometers die Sollkurven nicht ganz erreicht werden.

Der Klirrfaktor *k*, bei einer Ausgangsleistung von 1,5 W gemessen, ist sowohl bei linearem Frequenzgang als auch bei maximaler Anhebung der Höhen und Tiefen im Frequenzbereich von 100 Hz ... 20 kHz $k < 3\,\%$, wobei die Ausgangsspannung bei 100 Hz einen Abfall von ca. 3 dB aufweist.

Die Verlustleistung *P* im Endtransistor T 2 ist ohne Aussteuerung am größten, und zwar P = 15 V · 0,35 A ~ 5 W. Bei einem inneren Wärmewiderstand des BD 106 von R_{thG} = 13 grd/W muß der Wärmewiderstand des Kühlbleches für eine maximale Umgebungstemperatur T_U = 60 °C etwa R_{thK} = 10 grd/W sein. Ein senkrecht montiertes Aluminium-Kühlblech von ca. 100 cm², 1 mm dick, ist ausreichend.

Mit Ansteigen der Umgebungstemperatur sinkt der Ruhestrom im Endtransistor wegen des negativen Temperaturkoeffizienten der Basis-Emitter-Spannung des Eingangstransistors. Ist der Arbeitspunkt so festgelegt, daß der Endtransistor bei T_U = 25 °C symmetrisch entlang der Arbeitsgeraden im $I_C - U_{CE}$-Kennlinienfeld ausgesteuert wird, dann wird beim Ansteigen der Umgebungstemperatur der Aussteuerbereich unsymmetrisch und die erzielbare Ausgangsleistung kleiner. Da keine zusätzlichen Maßnahmen zur Temperaturkompensation des Kollektorstromes in der Endstufe vorgesehen sind, ist es zweckmäßig, den Arbeitspunkt bei T_U = 25 °C auf einen etwas größeren Strom zu legen, so daß der Aussteuerbereich zwar unsymmetrisch ist, die gewünschte Ausgangsleistung aber erzielt wird. Beim Ansteigen der Temperatur wird die erzielbare Ausgangsleistung erst bei höheren Werten als ursprünglich abnehmen. In der Schaltung nach Bild 2 kann diese Überlegung durch Änderung von *R 4* von 2,5 Ohm auf 2,2 Ohm oder 2 Ohm berücksichtigt werden.

Literatur

[1] Mielke, H. und Sydow, R.: Entwurf eines Stereo-Entzerrerverstärkers mit Silizium-Planar-Transistoren für magnetische Tonabnehmer, Intermetall Sonderdruck 40/1967

[2] Pfeifer, H.: Berechnung und Dimensionierung eines Fächerentzerrers, Funk und Ton, 1954, Nr. 8, S. 409–419

[3] Sydow, R.: Stereo-Vollverstärker 2 x 6/10 W mit Silizium-Planar-Transistoren, Intermetall Sonderdruck 46/1967

INTERMETALL Sonderdruck 48/1967

Rudolf Sydow

Balanceeinstellung in Stereo-Verstärkern

ITT INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 5 01 20
Telex 07-72716

Balanceeinstellung in Stereo-Verstärkern*

von Ing. (grad.) Rudolf Sydow, INTERMETALL GmbH, Freiburg

* Sonderdruck aus Funktechnik 1967, Heft 15

Die vorliegenden Überlegungen hinsichtlich der Balanceeinstellung in Stereo-NF-Verstärkern fielen bei der Entwicklung von transistorbestückten NF-Verstärkern im Entertainment - Applikationslabor der Firma INTERMETALL gewissermaßen als Nebenprodukt an. Der Verfasser wurde zum Schreiben dieser Arbeit angeregt, als er anhand bekannter Schaltungen feststellen mußte, daß die Balanceeinstellung manchmal auf recht unzweckmäßige Weise vorgenommen wird.

Aus DIN 45 500, Blatt 6, Abschnitt 2.2 geht hervor, daß der Balancesteller dazu dient, Unterschiede im Übertragungsmaß der beiden Kanäle eines Stereo-Verstärkers auszugleichen, um den wahrgenommenen Schalleindruck von der richtigen Stelle zwischen den beiden Lautsprechern zu hören, wie es dem Original entspricht. Unterschiede im Übertragungsmaß der zwei Kanäle einer Stereo - Anlage haben vier Ursachen:

1. den durch Exemplarstreuungen der Bauelemente (Transistoren, Widerstände im Gegenkopplungszweig) verursachten Unterschied bei voll aufgedrehtem Lautstärkesteller und linear eingestellten Klangstellern, der sich ausgleichen läßt durch ein Trimmpotentiometer, z. B. im Gegenkopplungszweig,
2. den Unterschied des Übertragungsmaßes, der entsteht, weil kein völliger Gleichlauf zwischen den beiden mechanisch gekuppelten Lautstärkestellern zu erzielen ist. Dieser kann beachtlich sein,
3. den Unterschied im Übertragungsmaß des Verstärkers, der infolge von Kurvenunterschieden der beiden Kanäle des Höhen- und Tiefenstellers entsteht, wenn diese Potentiometer auf einen nichtlinearen Frequenzgang eingestellt werden.
4. Unterschiede im Wirkungsgrad der beiden Kanäle von Signalquellen und Lautsprechern.

Ursache 1 ist leicht zu beseitigen, wird daher nicht weiter diskutiert.

Ursache 3 dürfte keine sehr schwerwiegenden Unterschiede im Übertragungsmaß ergeben. Die maximal mit dem Höhen- und dem Tiefensteller erzielbaren Verstärkungsänderungen betragen ca. $\pm$ 12 dB, jeweils bei 100 Hz und 10 kHz. In Extremstellung ist jedoch die wirksame Kurvenabweichung beim Höhen- und Tiefensteller gleich Null, und es bleiben die Exemplarstreuungen der Widerstände und Kondensatoren des Klangstellernetzwerkes, deren Einfluß auf das Übertragungsmaß nicht größer als $\pm$ 1 dB sein dürfte, so daß wir ihn außer Acht lassen können. Im für die subjektiv empfundene Lautstärke wichtigen Frequenzbereich von etwa 200 ... 5000 Hz sind die erzielbaren Verstärkungsänderungen nur ca. $\pm$ 6 dB in den Extremstellungen, in den zwischen „extrem" und „linear" liegenden Stellungen weniger, angenommen $\pm$ 4 dB. Diese $\pm$ 4 dB, die wiederum nur an den Enden des Bereiches 200 ... 5000 Hz auftreten – bei 1 kHz bleibt das Übertragungsmaß beim Betätigen der Klangsteller praktisch konstant – werden nun beeinflußt durch die Kurvenunterschiede der beiden Kanäle des Klangstellers. Wir können mit Sicherheit annehmen, daß eine auf 4 dB eingestellte Anhebung oder Absenkung durch den Kurvenunterschied höchstens um 1 ... 2 dB geändert wird, so daß der Unterschied im Übertragungsmaß beider Kanäle bei 200 Hz bzw. 5000 Hz höchstens 3 dB sein wird, also praktisch nicht zu hören ist. Damit scheidet Ursache 3 als Notwendigkeit für das Vorhandensein eines Balancestellers praktisch aus.

Ursache 2, Unterschied der Kurven der beiden Kanäle des Lautstärke - Stellpotentiometers, kann Unterschiede im Übertragungsmaß von bis zu 10 ... 15 dB bewirken, so daß also in dieser Hinsicht der Balancesteller eine echte Aufgabe hat.

Nun ist zu ermitteln, welche Änderung des Übertragungsmaßes der Balancesteller bewirken soll. In DIN 45 500, Blatt 6, Abschnitt 2.2 ist von $>$ 8 dB die Rede. Manchmal hört man auch die Forderung $\pm$ 6 dB. Voraussetzung für das Verhalten des Balancestellers sollte wohl sein, daß die gesamte Ausgangsleistung, d. h. die Summe der Ausgangsleistungen beider Kanäle, in jeder Stellung des Balancestellers möglichst gleich ist. Für den Kanal, dessen Ausgangsleistung beim Drehen des Balancestellers größer wird, darf diese in der Endstellung höchstens auf das Doppelte, also um 3 dB, angewachsen sein. Dazu gehört, daß die Ausgangsleistung des anderen Kanals zu Null geworden sein muß. Man sollte vielleicht den abgeschwächten Kanal nicht ganz zu Null werden lassen, sondern ihn nur etwa um 10 dB absenken, entsprechend etwa 10 % der Leistung in Mittelstellung des Balancestellers. Wenn man es ganz korrekt machen will, darf man dann die Leistung des anderen Kanals nicht um 3 dB erhöhen, sondern nur um 2,8 dB. Das sei jedoch vernachlässigt, und so können wir für einen Balancesteller die Forderung aufstellen: Einstellbereich von + 3 dB bis – 10 dB, insgesamt also 13 dB. Ein eingeschränkter Stellbereich ist mit z. B. + 2,5 dB bis – 6 dB, insgesamt 8,5 dB, denkbar.

Ausführungen des Balancestellers

Wir wollen jetzt die technischen Möglichkeiten für den Balancesteller erörtern, wobei die technisch wirklich einwandfreie Lösung, ein Stufenschalter mit exakt bemessenen Spannungsteilern zum Erhöhen bzw. Absenken des Pegels, wegen des zu hohen Preises nicht betrachtet wird, sondern nur die Lösung mit Einfach- oder Doppelpotentiometer.

Balancesteller mit einem Potentiometer

Am billigsten ist die Lösung mit Einfach-Potentiometer, dargestellt in Bild 1a. Eine zweckmäßige Dimensionierung ist: $R1 = 12R2$, $P = 10R2$. Die Abschwächung des Signals in Mittelstellung ist 3, also ca. 10 dB.

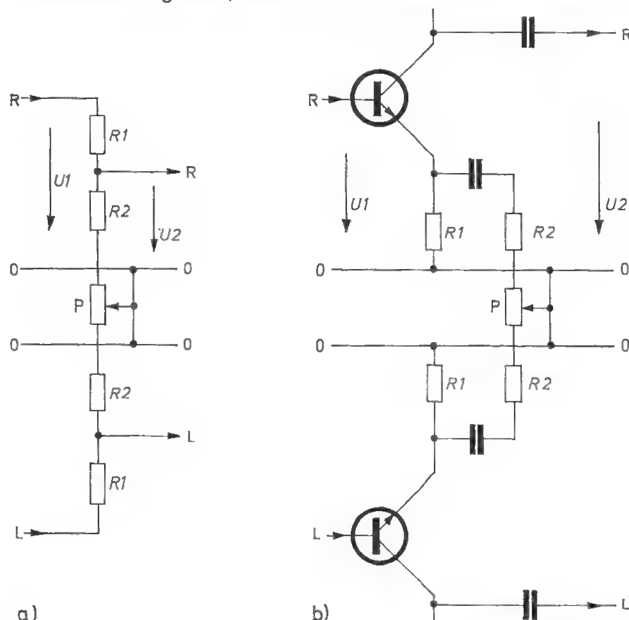


Bild 1: Balanceeinstellung mit Einzelpotentiometer
a) als veränderbarer Spannungsteiler: zweckmäßige Lösung
b) als veränderbarer Gegenkopplungswiderstand: schlechte Charakteristik

Eine andere, ab und zu ausgeführte Lösung besteht darin, den Balancesteller in Anlehnung an das Prinzip von Bild 1a in einen Gegenkopplungszweig zu legen, z. B. als Emitterwiderstand, wie das Bild 1b zeigt. Der Widerstand *R1* ist praktisch ohne Einfluß, wenn die Bedingung $R1 > P$ eingehalten ist (das sollte unbedingt der Fall sein), er dient nur der Gleichstromversorgung des Transistors. Der Widerstand *R 2* begrenzt das Ansteigen des Pegels im angehobenen Kanal auf z. B. 3 dB, dann muß $P = 0{,}82\,R2$ sein, und es ist die Forderung nach max. 3 dB Ansteigen erfüllt. Aber im abgesenkten Kanal wird der Pegel nur um 2,24 dB vermindert, sollte aber, wie eingangs erläutert, um ca. 10 dB vermindert werden. Die unzureichende Verminderung des Pegels im abgesenkten Kanal führt dazu, daß die Summe der Leistungen beider Kanäle ansteigt, wenn man den Schleifer des Balancestellers von der Mittelstellung wegdreht. Man könnte zwar das Ansteigen des Pegels im angehobenen Kanal kleiner halten als 3 dB, indem man *R 2* vergrößert. Dadurch wird aber gleichzeitig auch die Verminderung des Pegels im abgesenkten Kanal kleiner, so daß grundsätzlich nichts verbessert wird. Es wird schließlich von der Wirkung des Balancestellers nichts mehr zu hören sein. Deshalb ist eine Lösung nach Bild 1b abzulehnen.

Beide Schaltungen von Bild 1 haben einen gemeinsamen Schönheitsfehler: der Schleifkontakt ist üblicherweise schmal gegenüber der aus Kohle bestehenden Widerstandsbahn des Potentiometers, legt also die Kohlebahn nicht in ihrer ganzen Breite an Masse. Daher tritt infolge des Querwiderstandes der Kohlebahn eine Vermischung der Signale beider Kanäle auf, die natürlich unerwünscht ist, denn an allen anderen Stellen des Übertragungsweges bemüht man sich, die Übersprechdämpfung groß zu halten, damit die Basisbreite des Stereo-Signals unverändert bleibt. In Schaltung 1a bewirkt das Übersprechen eine Verkleinerung der Basisbreite, in Schaltung 1b eine Vergrößerung. Dieser unerwünschte Effekt tritt nicht auf bei Drahtpotentiometern, da deren Widerstandsbahn praktisch keinen Querwiderstand hat und durch den Schleifer einwandfrei in zwei getrennte Teile geteilt wird. Da Drahtpotentiometer groß und teuer sind, kommt ihr Einsatz kaum in Betracht.

Balancesteller mit Tandempotentiometer

Bei Verwendung eines Tandempotentiometers lassen sich technisch einwandfreie Lösungen finden, jedoch sind auch die vom Prinzip her schlechten Lösungen nach Bild 1b möglich; diese sollen nicht weiter diskutiert werden. Bild 2 zeigt eine von Bild 1a abgeleitete Schaltung, die aber, im Gegensatz zu Bild 1a, kein Übersprechen hat. Hinsichtlich Dimensionierung und Eigenschaften gilt das zu Bild 1a Gesagte.

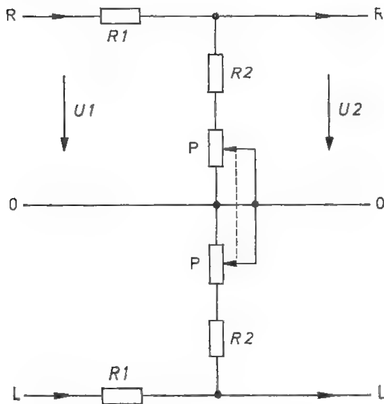


Bild 2: Balanceeinstellung mit Tandempotentiometer als veränderbarer Spannungsteiler, Potentiometer als veränderbarer Widerstand im unteren Zweig des Spannungsteilers.

Anhand von Bild 3 sei eine andere Schaltungsmöglichkeit des Balancestellers erläutert. Bild 3a zeigt das Prinzip, hat jedoch noch zwei Mängel. Einmal soll die Spannung des angehobenen Kanals nicht verdoppelt werden, wie das bei linearem Potentiometer der Fall wäre, entsprechend 6 dB,

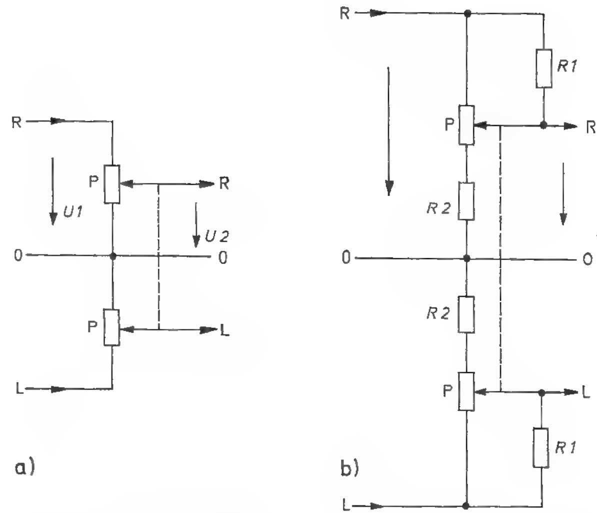


Bild 3: Balanceeinstellung mit Tandempotentiometer als veränderbarer Spannungsteiler, Potentiometer als Spannungsteiler geschaltet.
a) Prinzipschaltung
b) vollständiges Schaltbild

weil damit in den Endstellungen des Balancestellers die Summe der Ausgangsleistungen beider Kanäle etwa doppelt so groß wäre wie in der Mittelstellung. Zum anderen soll die Leistung des abgesenkten Kanals nicht zu Null werden. Abhilfe schafft die Einführung zweier zusätzlicher Widerstände nach Bild 3b. Bei dieser Schaltung ist die Summe der beiden Ausgangsleistungen über den ganzen Drehwinkel des Potentiometers konstant. Richtwerte für die Dimensionierung: $P = 3\,R1$, $R2 = 0{,}25\,R1$.

Bild 4 zeigt eine weitere Schaltung, bei der das Potentiometer als veränderbarer Widerstand im oberen Zweig des Gegenkopplungsspannungsteilers einer spannungsgesteuerten Spannungsgegenkopplung liegt. Der zusätzliche Widerstand *R1* ist wiederum erforderlich, um die gewünschten Grenzen des Einstellbereiches von + 3 dB bis − 10 dB zu erzielen. Wenn wir $R2 \ll P$ voraussetzen, ist die zweckmäßige Dimensionierung $R1 =$ ca. 0,25 . . . 0,4 P.

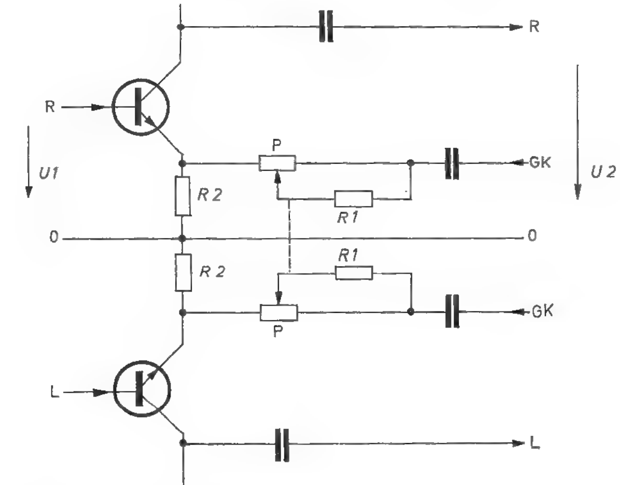


Bild 4: Balanceeinstellung mit Tandempotentiometer als Vorwiderstand im Gegenkopplungsteiler, Potentiometer als veränderbarer Widerstand geschaltet.

Schlußbetrachtung

Bei allen Überlegungen wurde, soweit es sich um Spannungsteilerschaltungen handelt, angenommen, daß der Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe groß ist gegenüber dem Generatorwiderstand, den der Balancesteller für diese Stufe bildet. Ist das nicht der Fall, so sind die

Dimensionierungshinweise nicht mehr gültig. Eine wichtige Überlegung ist auch noch, wieviel das Signal bei Mittelstellung der Potentiometer durch den Balancesteller abgeschwächt wird. Bei der Schaltung Bild 1a und Bild 2 sind das ca. 10 dB, bei Bild 3b ca. 3 dB. In dieser Hinsicht ist die Schaltung Bild 4 am günstigsten, weil hier durch den Balancesteller kein Verstärkungsverlust entsteht und die nicht ausgenutzte Verstärkung die klirrfaktorvermindernde Gegenkopplung erhöht.

INTERMETALL Sonderdruck 49/1967

Albrecht Gerlach
Edgar Richter

Einfache elektronische Analog-Rechenschaltungen

ITT INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 501 20
Telex 07-72716

Einfache elektronische Analog-Rechenschaltungen*

von Dr.-Ing. Albrecht Gerlach, Dipl. Phys., und Dipl.-Ing. Edgar Richter, INTERMETALL GmbH, Freiburg

* Sonderdruck aus INDUSTRIE-ELEKTRIK + ELEKTRONIK 1967, Heft B 7/8

Einleitung

Nach einem kurzen Überblick über verschiedene Verfahren zur Durchführung analoger Rechenoperationen werden neue Schaltungen beschrieben, die mit geringem Aufwand die Operationen Multiplizieren, Dividieren, Quadrieren und Radizieren ermöglichen.

Die elektrische Leistung, die in einem Widerstand umgesetzt wird, ist gleich dem Produkt aus Spannung und Strom. Nur diese beiden Faktoren sind auf einfache Weise direkt zu messen. Auch einem Wattmeter müssen diese beiden Eingangsgrößen zugeführt werden. Die Multiplikation geschieht im Meßwerk. Genügt eine Anzeige des Produktes nicht, sondern ist eine diesem Wert proportionale Spannung erforderlich, beispielsweise als Führungsgröße für einen Regler, so muß eine Rechenschaltung verwendet werden.

Ein Beispiel aus der Mechanik für die Notwendigkeit der Produktbildung aus zwei Größen ist die Kippmomentüberwachung bei einem Kran. Dieses Moment ist bestimmt durch das Produkt aus Last und Auslenkung.

Für die analoge Multiplikation und die daraus abgeleiteten Rechnungsarten Dividieren, Quadrieren und Radizieren sind einige wichtige Verfahren bekannt. Man kann diese Operationen auf die Addition und Subtraktion von Spannungen oder Strömen zurückführen, wenn man Dioden mit logarithmischen Kennlinien verwendet, und erhält dann eine Art elektronischen Rechenschieber.

Beim Hall-Multiplikator ist die Hallspannung dem Produkt aus Steuerstrom und magnetischer Induktion proportional. Es ist möglich, mit Hilfe eines Gegentakt-Spannungswandlers eine Rechteckspannung zu bilden, deren Mittelwert dem Produkt aus Impulshöhe und Tastverhältnis proportional ist. Den nachfolgend beschriebenen Schaltungen liegt das Prinzip zugrunde, bei einer Sägezahnspannung die Periodendauer und die Spitzenspannung zu variieren.

Multiplizierschaltung

Bei der Sägezahnspannung von Bild 1 ist der Zusammenhang zwischen Spitzenspannung $\hat{u}$, Periodendauer T und Spannungsanstiegsgeschwindigkeit du/dt durch die Gleichung $\hat{u} = T \cdot du/dt$ gegeben. Diese Beziehung läßt sich zum analogen Multiplizieren ausnutzen: Wenn man eine Sägezahnspannung erzeugt, deren Periodendauer dem Multiplikanden und deren Spannungsanstiegsgeschwindigkeit dem Multiplikator proportional ist, so wird der arithmetische Mittelwert der Sägezahnspannung $U = \hat{u}/2$ dem Produkt beider Größen proportional.

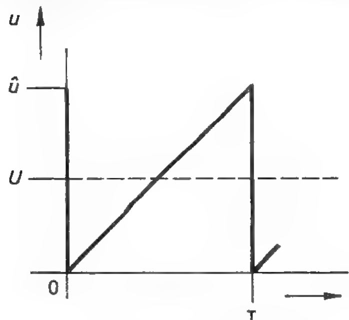


Bild 1: Sägezahnspannung

Man kann eine Sägezahnspannung erzeugen, indem man einen Kondensator mit einer Konstantstromquelle linear auflädt und ihn periodisch über einen Schalttransistor entlädt. Es wird dann $du/dt = I/C$. Darin ist I der Ladestrom und C die Kapazität des Ladekondensators.

Ein Vorteil der in diesem Aufsatz beschriebenen Rechenschaltungen gegenüber anderen gebräuchlichen Verfahren ist, daß sie ohne Transformatoren aufgebaut werden können, daß Eingangs- und Ausgangsspannungen das gleiche Bezugspotential besitzen und daß die Umformung der Eingangsspannungen bei großen Signalpegeln geschieht, so daß sich beispielsweise temperaturbedingte Schwellspannungsänderungen nur wenig auswirken. Die Anwendung einer solchen Schaltung ist allerdings beschränkt auf Fälle, bei denen die zur Bildung des Mittelwertes erforderliche Integrationszeitkonstante nicht stört.

In der Multiplizierschaltung nach Bild 2 wird die Produktspannung U_3 aus den beiden Eingangsspannungen U_1 und U_2, bezogen auf U_0, am Kondensator C_1 gebildet und in dem Ausgangs-RC-Glied 220 kΩ, 0,5 μF integriert.

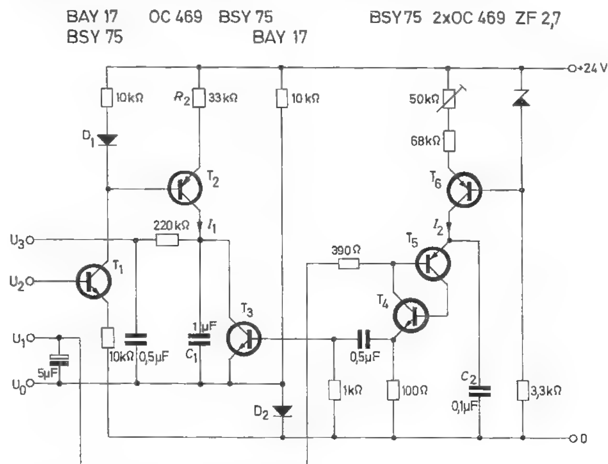


Bild 2: Multiplizierspannung

Der Transistor T_1 bildet eine stark gegengekoppelte Emitterstufe mit dem Verstärkungsfaktor 1, denn der Gegenkopplungs- bzw. Emitterwiderstand ist gleich dem Kollektorwiderstand. Mit der Kollektorspannung von T_1 wird T_2 gesteuert. Die Spannungen am Kollektorwiderstand von T_1 und am Emitterwiderstand R_2 sind nahezu gleich. Der Ladestrom I_1 ist deshalb proportional der Eingangsspannung U_2 und unabhängig von der Spannung am Kondensator C_1. Er lädt C_1 linear auf. Zwischen der Basis von T_2 und dem Pluspol der Speisespannung könnte die Multiplikatorspannung direkt zugeführt werden. Den zusätzlichen Transistor T_1 braucht man, wenn diese Spannung auf die dem Eingang und Ausgang gemeinsame Klemme U_0 bezogen wird.

Mit der Diode D_1 wird verhindert, daß ein wesentlicher Fehler durch die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T_2 entsteht. In bezug auf den Transistor T_1 gilt das gleiche für die Diode D_2. Sie bewirkt, daß der Strom $I_1 = U_2/R_2$ von der Spannung $U_2 = 0$ an nahezu linear mit U_2 ansteigt. Wäre die Vorspannung U_0 nicht da, so müßte bei von Null an wachsender Spannung U_2 zunächst die Schwellspannung von T_1 überwunden werden, bevor der Stromfluß einsetzt. Die Dioden kompensieren außerdem den Temperaturgang der Basis-Emitter-Dioden.

Der Transistor T_3 entlädt den Kondensator C_1 periodisch. Er wird durch einen Hilfssägezahngenerator mit den Transistoren T_4, T_5 und T_6 angesteuert. Diese Schaltung erzeugt eine Impulsfolge, deren Periodendauer der Multiplikandenspannung U_1 proportional ist. Der Kondensator C_2 wird durch die fest auf den Wert I_2 eingestellte Stromquelle mit dem Transistor T_6 geladen. Die Entladung erfolgt über die Transistoren T_4 und T_5 selbsttätig, wenn die Spannung an

C_2 die Eingangsspannung U_1 überschreitet. Dann beginnt Kollektorstrom im Transistor T_5 zu fließen und zwar über die Basis-Emitter-Diode von T_4. Der Kollektorstrom von T_4 wird auf die Basis von T_5 zurückgeführt. Wegen dieser Rückkopplung werden beide Transistoren voll durchgesteuert, und C_2 wird rasch entladen. An dem 100-Ω-Widerstand entsteht dabei ein kurzer positiver Impuls, der den Transistor T_3 aufsteuert, so daß der Kondensator C_1 mit C_2 synchron entladen wird.

Die Periodendauer T ist somit bestimmt durch die Gleichung $T = C_2 \cdot U_1/I_2$, und die Resultatspannung wird $U_3 = U_1 \cdot U_2 \cdot C_2/(2 I_2 \cdot C_1 \cdot R_2)$, sie ist also dem Produkt der beiden Eingangsspannungen proportional.

Der Proportionalitätsfaktor $C_2/(2 I_2 \cdot C_1 . R_2)$ wird durch Abgleich des Stromes I_2 mit Hilfe des 50-kΩ-Potentiometers auf den Wert $^1/_{40}$ V^{-1} gebracht. Die Arbeitsfrequenz der Schaltung liegt je nach Größe von U_2 zwischen 40 Hz und 250 Hz. Sie wurde nicht höher gewählt, weil sonst zusätzliche Fehler wegen der nicht mehr zu vernachlässigenden Entladezeit der Kondensatoren entstehen.

Wenn der Rechenfehler 2 % der maximalen Ausgangsspannung U_3 nicht übersteigen soll, dürfen die Eingangsspannungen zwischen 2 und 12 V variiert und der Ausgang nicht mehr als mit 1 MΩ belastet werden. Der Ausgangswiderstand der Quelle für U_1 sollte 330 Ω, der für U_2 1 kΩ nicht überschreiten.

Bei Änderung der Betriebsspannung um $\pm$ 10 % ändert sich das Ergebnis in der Mitte des Arbeitsbereiches gegenläufig um -1 % und $+1{,}5$ %.

Dividierschaltung

Die Multiplizierschaltung nach Bild 2 kann durch wenige Änderungen in eine Dividierschaltung umgewandelt werden. Der Klemme U_2 ist dann die Dividendenspannung zuzuführen. Ferner muß dafür gesorgt werden, daß die Periodendauer T der Sägezahnspannung, die an C_1 entsteht, der Divisorspannung U_1 nicht direkt, sondern umgekehrt proportional ist. Das ist der Fall, wenn die Basis von T_5 an einen festen Spannungsteiler angeschlossen und die Basis von T_6 proportional zu U_1 gesteuert wird, beispielsweise durch einen weiteren Transistor, der entsprechend T_1 geschaltet ist.

Um eine andere Möglichkeit der Steuerung für den Entladetransistor T_3 zu zeigen, ist in der Schaltung nach Bild 3 ein Sperrschwinger mit dem Transistor T_4 eingesetzt. Bei der Überlegung, welche Schaltung vorzuziehen ist, muß der Aufwand für einen Transformator mit Freilaufdiode mit dem für die beiden Transistoren T_4 und T_5 in der Multiplizierschaltung verglichen werden.

Der Sperrschwinger arbeitet folgendermaßen: Über die Konstantstromquelle mit dem Transistor T_5 wird der Kondensator C_2 aufgeladen. Sobald die Schwellspannung des Transistors T_4 erreicht ist, fließt Basisstrom über die Wicklung W_2, und der Transistor beginnt durchzusteuern. Die nun an

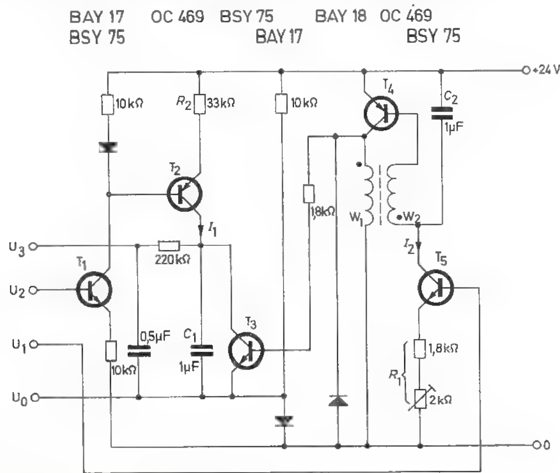


Bild 3: Dividierschaltung

der Wicklung W_1 liegende Spannung wird mit dem Übersetzungsverhältnis W_2/W_1 auf die Wicklung W_2 übertragen. Sie ist so gerichtet, daß der Transistor sofort durchsteuert. Sein Basisstrom ist nun gleich dem Ladestrom des Kondensators. Der Kollektorstrom des Transistors steigt vom Einschaltaugenblick an wegen der Induktivität des Übertragers zunächst etwa linear und später, wenn der Kern in die Sättigung kommt, sehr steil an. Bei zunehmendem Kollektorstrom und gleichzeitig abnehmendem Basisstrom reicht zu einem bestimmten Zeitpunkt die Stromverstärkung des Transistors nicht mehr zur Durchsteuerung aus.

Die Spannung an der Wicklung W_1 und damit die auf die Wicklung W_2 transformierte Spannung nehmen ab. Der Transistor wird nun völlig gesperrt, und beide Wicklungen des Übertragers sind nahezu spannungslos. Die gespeicherte magnetische Energie fließt über die Freilaufdiode ab. Der auf eine negative Spannung aufgeladene Kondensator hält den Transistor gesperrt. Erst wenn der über T_5 zufließende Strom den Kondensator wieder bis zur Schwellspannung des Transistors aufgeladen hat, wird ein neuer Impuls abgegeben. Die Basis von T_3 ist über einen Widerstand an den Kollektor von T_4 gekoppelt. Beide Transistoren führen deshalb jeweils gleichzeitig Strom.

Der Kondensator im Sperrschwinger wird auf eine Spitzenspannung von $\hat{u} = 10$ V aufgeladen. Die Periodendauer wird dann $T = C_2 R_1 \hat{u}/U_1$ und die Resultatspannung $U_3 = (U_2 C_2 R_1 \hat{u}) / (2 U_1 C_1 R_2)$.

Der Maßstabfaktor $C_2 R_1 \hat{u}/2 C_1 R_2$ wird durch Abgleich von R_1 auf den Wert $\frac{1}{2}$ V gebracht. Der Eingangsspannungsbereich ist dann 1 V bis 10 V bei einem Maximalfehler von ca. 2 %.

Bei Schwankung der Versorgungsspannung um $\pm$ 10 % ändert sich die Ausgangsspannung im mittleren Arbeitsbereich gleichsinnig um $+2$ % bzw. 3 %.

Daten des Übertragers:

Kern: Siferrit-Schalenkern 18 ∅ x 11,1 100 N 22, o. L.
Wicklungen: $W_1 = W_2 = 100$ Wdg. 0,2 mm ∅ CuL.

Quadrier- und Radizierschaltung

Verbindet man die beiden Eingänge der Multiplizierschaltung, so erhält man eine quadrierende Schaltung. Mit ihr können Quadratwurzeln gezogen werden, wenn man sie mit einer Art Regelschaltung kombiniert. Diese Schaltung verändert die Spannung $U_2 = U_1$ so lange, bis U_3 mit V_2 übereinstimmt (Bild 4).

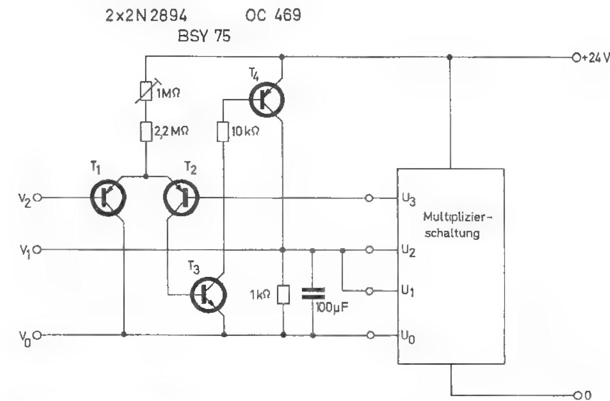


Bild 4: Radizierschaltung

Die Zusatzschaltung ist ein Gleichspannungsverstärker mit sehr hohem Verstärkungsfaktor. Die Multiplizierschaltung wirkt als Gegenkopplung mit quadratischer Charakteristik. Der Verstärker bekommt dadurch radizierendes Verhalten und die Arbeitsgleichung wird $V_1 = \sqrt{K \cdot V_2}$ mit $K = 40$ V.

Die Transistoren T_1 und T_2 bilden zusammen eine Differenzverstärkerstufe. Der Basis von T_1 wird die Eingangsspannung V_2 zugeführt. An die Basis von T_2 ist der Ausgang der Multiplizier- bzw. Quadrierschaltung angeschlossen. Wegen des großen gemeinsamen Emitterwiderstandes

ist die oben erwähnte Forderung nach geringer Belastung des Ausgangs U_3 der Multiplizierschaltung erfüllt.

In dem Gleichspannungsverstärker folgt auf die mit PNP-Transistoren bestückte Eingangsstufe eine Emitterstufe mit dem NPN-Transistor T_3 und eine weitere Emitterstufe mit dem PNP-Transistor T_4. Durch die Verwendung von komplementären Transistoren wird die direkte Kopplung aller Stufen möglich. Der Kondensator parallel zum Verstärkerausgang verhindert Regelschwingungen.

Der Quellwiderstand für die Eingangsspannung V_2 der Radizierschaltung sollte nicht größer als 27 kΩ sein, der Lastwiderstand für die Ausgangsspannung V_1 nicht kleiner als 39 kΩ, damit durch die Regelschaltung kein merklicher zusätzlicher Fehler entsteht.

Das 1-MΩ-Potentiometer wird zweckmäßigerweise bei ca. 2,5 V Eingangsspannung so eingestellt, daß die Spannungen V_2 und U_3 gleich sind.

INTERMETALL Sonderdruck 50/1967

Horst Mielke

Frequenzteiler für elektronische Orgeln

ITT INTERMETALL
Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH

78 Freiburg i. Br.
Hans-Bunte-Straße 19
Telefon-Sammel-Nr. (0761) 50120
Telex 07-72716

Frequenzteiler für elektronische Orgeln *

von Ing. Horst Mielke, INTERMETALL GmbH, Freiburg

* Sonderdruck aus Funktechnik 1967, Heft 17

1. Einleitung

In elektronischen Orgeln werden heute meistens freischwingende Muttergeneratoren verwendet, die auf die einzelnen Töne der höchsten Oktave abgestimmt sind [1]. Ist auch für die Registrierung dieser Oktave 4' oder 2' vorgesehen, so liegen diese Muttergeneratoren entsprechend eine oder zwei Oktaven höher. Um Aufwand und Abgleicharbeit niedrig zu halten, erzeugt man die Töne der tieferliegenden Oktaven durch Frequenzteilung aus den Muttergeneratoren.

1.1. Die Flip-Flop-Schaltung als Frequenzteiler

Der einfachste und der sicherste Frequenzteiler ist der bistabile Multivibrator, der in standardisierter Ausführung für alle Frequenzteiler der Orgel verwendet werden kann. Ein Abgleich auf die jeweilige Frequenz entfällt. Der Raumbedarf ist sehr gering, die Belastbarkeit der einzelnen Teilerstufen sehr groß, so daß man bei der Registrierung darauf keine Rücksicht zu nehmen braucht.

Der Nachteil dieser Schaltung ist jedoch, daß sie eine Rechteckspannung liefert, in der alle geradzahligen Harmonischen fehlen (Bild 1). Dadurch werden in der Orgel die Möglichkeiten der Klangformung eingeschränkt.

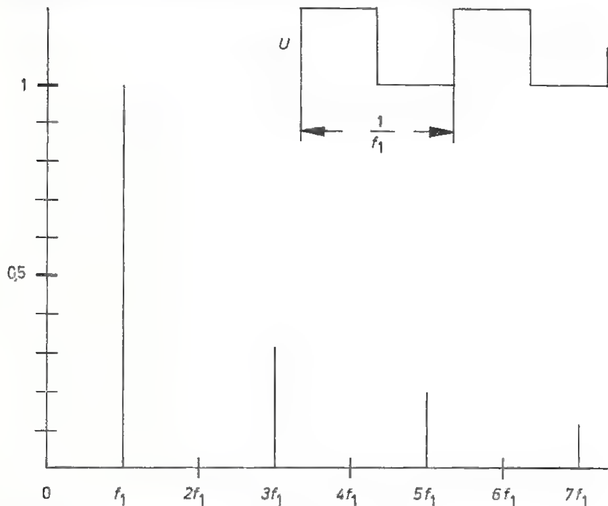


Bild 1: Frequenzspektrum der Flip-Flop-Schaltung

1.2. Bekannte Sägezahngeneratoren als Frequenzteiler

Vom geforderten Spektrum her wäre eine sägezahnförmige Ausgangsspannung des Frequenzteilers anzustreben, denn darin sind auch die geradzahligen Harmonischen vertreten (Bild 2). Sägezahnspannungen können z. B. mit synchronisierten Sperrschwingern, mit Glimmlampenschaltungen, Schaltungen mit Vierschichtdioden oder Unijunction-Transistoren erzielt werden. Diese Schaltungen haben jedoch zwei wesentliche Nachteile. Erstens erfolgt die Auskopplung der Signalspannung direkt aus der frequenzbestimmenden Kondensator-Widerstandskombination. Damit wird die Entladefunktion lastabhängig. Da die Last nun jedoch je nach Registrierung der Orgel während des Spiels sehr stark schwanken kann, ist man gezwungen, entweder die *RC*-Kombination sehr niederohmig zu machen, was zwangsläufig insbesondere bei tiefen Frequenzen zu sehr großen Kapazitätswerten führt, oder aber den frequenzbestimmenden Kondensator als Spannungsteiler auszuführen, was die Ausgangsspannung herabsetzt. Meistens werden beide Methoden gleichzeitig angewendet. Zweitens handelt es sich bei allen diesen Frequenzteilern um freischwingende synchronisierte Teiler, die bei Ausfall des Synchronimpulses auf ihrer Eigenfrequenz unsynchronisiert weiterschwingen und damit vollkommen falsche Töne erzeugen.

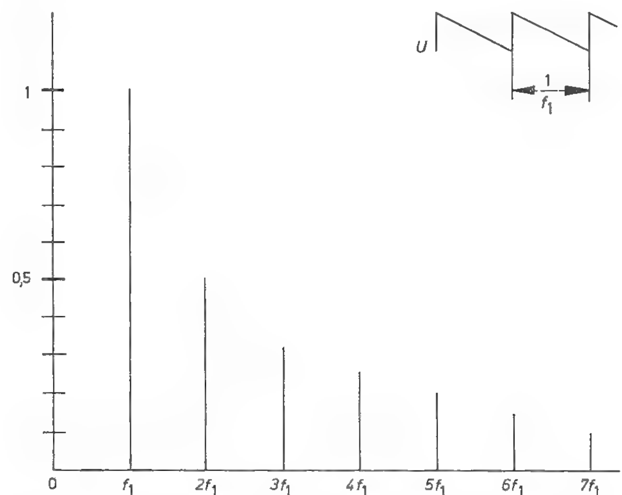


Bild 2: Frequenzspektrum einer Sägezahnschwingung

2. Ein neuer Sägezahngenerator

Im folgenden wird nun ein Frequenzteiler beschrieben, der diese beiden erwähnten Nachteile nicht hat. Die frequenzbestimmende *RC*-Kombination kann hochohmig gemacht werden, da die Auskopplung der Signalspannung nicht an dieser Stelle erfolgt. Außerdem steht die gesamte Signalamplitude zur weiteren Verarbeitung in der Orgel zur Verfügung. Bei Ausfall des Synchronimpulses hört der Teiler auf zu arbeiten. Es werden also keine falschen Töne erzeugt.

2.1. Beschreibung der Wirkungsweise

Die Grundschaltung ist in der Literatur als Miller-Integrator bekannt. Die Prinzipschaltung ist in Bild 3 dargestellt. Der Schalter S_1 wird in der vollkommenen Schaltung durch den Synchronimpulsgeber ersetzt. Der Synchronimpuls bewirkt, daß die Basis von T_1 nach Erde kurzgeschlossen wird. Dadurch wird T_1 stromlos. C_1 lädt sich über R_2 mit der Zeitkonstante $\tau_2 = R_2 C_1$ auf die Betriebsspannung $+U_B$ auf. Nach etwa $3\tau_2$ liegt am Kollektor von T_1 die Spannung $+U_B$, während die Basis die Spannung Null hat. Wird nun S_1 geöffnet, so beginnt C_1 sich über R_1 zu entladen. Dadurch steigt die Spannung an der Basis von T_1. Da R_1 sehr viel größer als R_2 ist, tritt während dieser Zeit praktisch keine Spannungsänderung am Kollektor von T_1 auf.

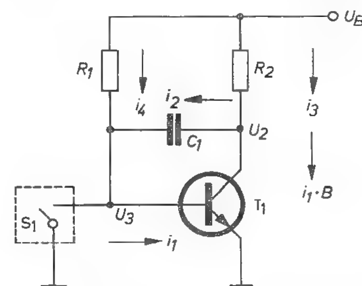


Bild 3: Prinzipschaltung für die Auf- und Entladung von C_1

Hat die Basis-Emitter-Spannung etwa + 0,5 V erreicht, so beginnt Basisstrom zu fließen, der einen um die Stromverstärkung B größeren Kollektorstrom zur Folge hat. Wegen der steilen U_{BE}-I_B-Kennlinie des Transistors wird nun die Basisspannung des Transistors auf ca. 0,6 V begrenzt. Der Kollektorstrom verursacht an R_2 einen Spannungsabfall, der sich über C_1 der Basis mitteilt. Durch diese Gegenkopplung wird der Kollektorstromanstieg gebremst. Das Ergebnis ist eine fast linear abfallende Kollektorspannung, die bei entsprechender Dimensionierung von R_1 und R_2 im Verhältnis zur Stromverstärkung von T_1 etwa nach der Zeit $t = \tau_1 = C_1 R_1$ die Kollektorsättigungsspannung erreicht. Sie bleibt auf diesem Wert, bis S_1 wieder schließt und den beschriebenen Vorgang erneut einleitet.

Für den abfallenden Teil der Kollektorspannung gelten folgende Gleichungen:

$$i_4 + i_2 = i_1 \quad (1)$$

$$i_1 \cdot B + i_2 = i_3 \quad (2)$$

daraus erhält man

$$i_3 = i_2 + B(i_2 + i_4). \quad (3)$$

Außerdem gilt:

$$i_2 = C \cdot \dot{u}_2 \quad (4)$$

unter der Voraussetzung, daß in dem betrachteten Zeitabschnitt $\dot{u}_3 \ll \dot{u}_2$ ist.

$$i_3 = \frac{U_B - u_2}{R_2} \quad (5)$$

$$i_4 = \frac{U_B - U_3}{R_1} \quad (6)$$

Gleichungen (3) bis (6) ergeben die inhomogene Differentialgleichung: (7)

$$\dot{u}_2 + u_2 \cdot \frac{1}{R_2 C (1 + B)} + \frac{B(U_B - U_3)}{R_1 C (1 + B)} - \frac{U_B}{R_2 C (1 + B)} = 0$$

Die Lösung von Gleichung (7) liefert für die Anfangsbedingung

$$u_2 = U_B \text{ für } t = 0 \quad (8)$$

$$u_2(t) = (U_B - U_3) \frac{BR_2}{R_1} \left\{ \exp\left[- \frac{t}{R_2 C (1 + B)} \right] - 1 \right\} + U_B \quad (9)$$

u_2 wird Null, wenn

$$t = t_1 = R_2 C (1 + B) \cdot \ln \left[\frac{1}{1 - \frac{U_B}{U_B - U_3} \cdot \frac{R_1}{BR_2}} \right] \quad (10)$$

ist.

Aus (10) kann man die Bedingung dafür ableiten, daß überhaupt ein Sägezahn zustande kommt. Man erhält nur Lösungen für t, wenn

$$\frac{U_B}{U_B - U_3} \cdot \frac{R_1}{B \cdot R_2} < 1 \text{ ist.}$$

Wählt man $\frac{U_B}{U_B - U_3} \cdot \frac{R_1}{B \cdot R_2} \ll 1$, so kann man folgende Näherung für (10) schreiben:

$$t_1 \approx R_2 C (1 + B) \cdot \ln \left[1 + \frac{U_B}{U_B - U_3} \cdot \frac{R_1}{B \cdot R_2} + \ldots \right]$$

wobei die Glieder höherer Ordnung vernachlässigt werden. Und wieder unter Vernachlässigung der Glieder höherer Ordnung:

$$t_1 \approx R_2 C (1 + B) \cdot \left[\frac{U_B}{U_B - U_3} \cdot \frac{R_1}{B \cdot R_2} - \ldots + \ldots \right]$$

$$t_1 \approx t' = R_1 C \frac{1 + B}{B} \cdot \frac{U_B}{U_B - U_3} \quad (11)$$

Die Anfangssteigung der Entladekurve erhält man aus dem Differentialquotienten der Gleichung (9) für $t = 0$ zu

$$\dot{u}_{(0)} = -(U_B - U_3) \cdot \frac{1}{R_1 C} \cdot \frac{B}{1 + B} \quad (12)$$

Siehe Bild 4.

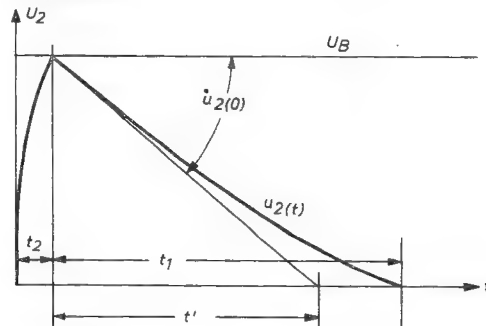


Bild 4: Verlauf der Spannung $u_2(t)$

Würde die Entladung dieser Tangente folgen, so würde die Spannung Null nach der Zeit

$$t' = - \frac{U_B}{\dot{u}_{(0)}} = \frac{U_B}{U_B - U_3} \, R_1 C \cdot \frac{1 + B}{B} \quad (13)$$

erreicht werden, das entspricht aber genau dem in (11) errechneten Wert. Daraus kann man schließen, daß der Spannungsabfall $u_2(t)$ linear ist, wenn die Näherung (11) gilt.

Der Fehler, der durch die Näherung verursacht wurde, ist in Bild 5 aufgetragen und zwar als

$$\frac{t_1}{t'} = f \left[\frac{U_B}{U_B - U_3} \; \frac{R_1}{B \cdot R_2} \right]$$

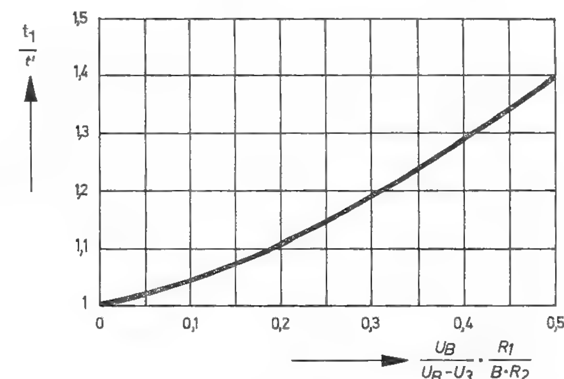


Bild 5: Korrekturfaktor zum Bestimmen der wirklichen Entladezeit

Beispiel:
$B = 200$
$R_1 = 50 \cdot 10^3$ Ohm
$R_2 = 2 \cdot 10^3$ Ohm
$C_1 = 10 \cdot 10^{-9}$ F
$U_B = 9$ V
$U_3 = 0{,}6$ V

Für die Entladezeit gilt nach (11):

$$t' = 50 \cdot 10^3 \Omega / 10 \cdot 10^{-9} \text{F} \cdot \frac{200 + 1}{200} \cdot \frac{9\text{V}}{9\text{V} - 0{,}6\text{V}}$$
$$= 538 \cdot 10^{-6} \text{s}$$

$$\frac{U_B}{U_B - U_3} \cdot \frac{R_1}{B \cdot R_2} = 0{,}134$$

Aus Bild 4 erhält man damit den Korrekturfaktor $t_1/t' = 1{,}074$ und damit $t_1 = 1{,}074 \cdot 538 \cdot 10^{-6}$s $= 576 \cdot 10^{-6}$s.

Für die Aufladezeit gilt

$$t_2 \approx 3\tau_2 = 3 \cdot 2 \cdot 10^3 \Omega \cdot 10 \cdot 10^{-9} \text{F} = 60 \cdot 10^{-6} \text{s}.$$

Für einen Sägezahn mit möglichst vielen Harmonischen muß das Verhältnis t_1/t_2 möglichst groß sein, d. h. $R_1 \gg$

$3\,R_2$. Andererseits muß wegen der anzustrebenden Linearität der Entladekurve, die wegen der Synchronisierschaltung von Interesse ist, $R_1 \ll B \cdot R_2$ sein.

Beide Forderungen zusammengeschrieben ergeben: $B\,R_2 \gg R_1 \gg 3\,R_2$ und $B \gg R_1/R_2 \gg 3$. Diese Forderung ist umso besser zu erfüllen, je größer B ist. Eventuell kann man für T_1 deshalb zwei Transistoren in Darlingtonschaltung verwenden, für die dann $B' = B_1 \cdot B_2$ gilt. Aus Preisgründen scheidet diese Möglichkeit hier jedoch aus.

Wählt man als preisgünstigsten Transistor den Typ BC 170 B, so kann man mit einer Stromverstärkung von $B > 100$ bei einem Kollektorstrom von ca. 5 mA rechnen. Mit R_2= 2,2 kOhm und R_1 = 50 kOhm erhält man dann $100 \gg 50 / 2{,}2 \gg 3$ und beide Bedingungen sind ausreichend erfüllt.

2.2 Synchronisation

In Bild 6 ist eine komplette Teilerstufe dargestellt. Die Bilder 7 und 8 geben die wichtigsten Spannungen in Abhängigkeit von der Zeit wieder. Der Schalter S_1 ist nun durch den Transistor T_2 ersetzt. Der Kondensator C_1 sei entladen, u_2 ist also etwa Null und damit auch u_5. Ein positiver Impuls u_1, dessen Amplitude mindestens gleich der Flußspannung von D_1 plus der Basis-Emitter-Schwellspannung von T_2 ist, macht T_2 kurzzeitig leitend. Dadurch wird T_1 stromlos, und C_1 lädt sich über R_2 auf die Betriebsspannung U_B auf. Der dadurch hervorgerufene Anstieg von u_2 wird über $C_2 - C_3$ auf die Basis von T_2 rückgekoppelt und hält T_2 mindestens so lange durchgeschaltet bis keine positive Änderung von u_2 mehr auftritt, d. h. die Aufladung von C_2 beendet ist. Dann sperrt T_2, und der bereits beschriebene Entladevorgang von C_1 schließt sich an. Die jeweilige Spannung u_2 überträgt sich aber über R_5 an D_1 und C_3. D_1 wird hierdurch gesperrt, so daß kein weiterer Synchronimpuls die Diode passieren kann. Die Anfangsladung von C_3 baut sich gegen u_2 verzögert über R_3 und R_5 ab. Die Folge davon ist, daß u_6 negativ gegen Erde ist und damit die Schwelle für weitere Synchronimpulse erhöht, und daß u_5 länger positiv bleibt als u_2 und damit D_1 länger gesperrt hält. Erst wenn u_2 ausreichend niedrig geworden ist (im Verhältnis zur Amplitude der Synchronimpulse), kann der nächste Eingangsimpuls u_1 einen neuen Kippvorgang auslösen. Kommt kein Synchronimpuls, so verharrt T_1 im durchgesteuerten Zustand.

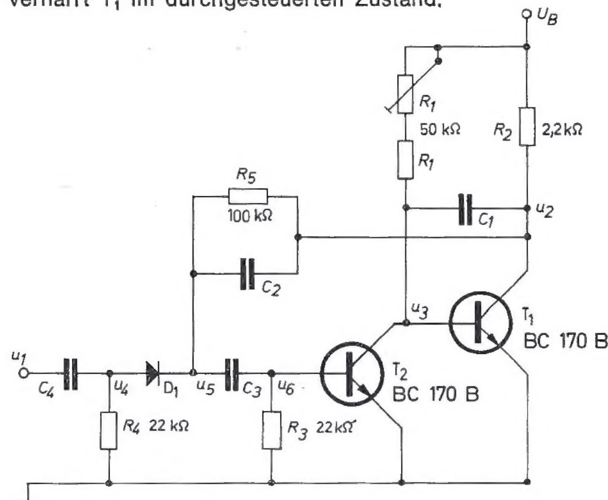


Bild 6: Synchronisationsschaltung

2.2.1. Die Dimensionierung der Schaltelemente für die Synchronisation

Synchronisiert wird mit der positiven Flanke der Sägezahnspannung des vorangehenden Teilers. Die Anstiegszeit dieser Flanke ist gegeben durch die Ladezeitkonstante dieser Teilerstufe $\tau'_2 = R'_2 \cdot C'_1$. Je niedriger die Frequenz dieser Teilerstufe wird, umso flacher wird auch diese Flanke. Deshalb müssen die Werte der Kondensatoren C_3, C_4 und C_2 je nach gewünschter Frequenz größenordnungsmäßig auf die Frequenz abgestimmt sein, während ihre genauen Werte

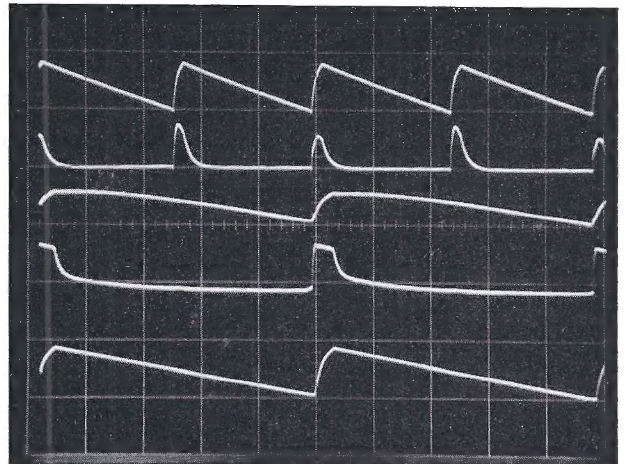


Bild 7: Spannungsverläufe über der Zeit an der oberen Grenze des Synchronisationsbereiches.
Reihenfolge der Spannungen von oben nach unten: u_1, u_4, u_5, u_6, u_2.
Ablenkung: vertikal 10 V/Rastereinheit (u_6 1 V/Rastereinheit), horizontal 0,2 ms/Rastereinheit

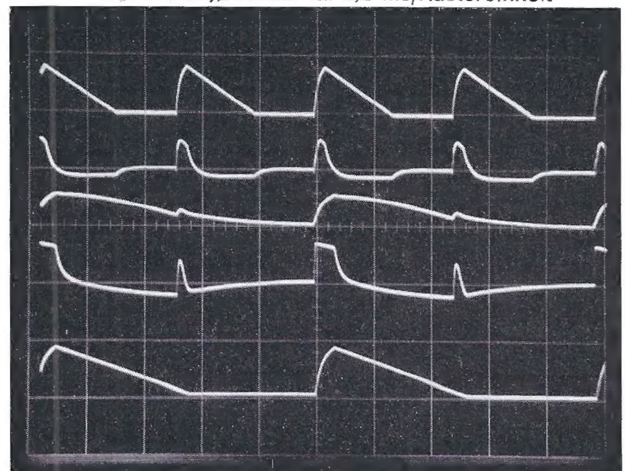


Bild 8: Spannungsverläufe über der Zeit an der unteren Grenze des Synchronisationsbereiches.
Reihenfolge der Spannungen von oben nach unten: u_1, u_4, u_5, u_6, u_2.
Ablenkung: vertikal 10 V/Rastereinheit (u_6 1 V/Rastereinheit), horizontal 0,2 ms/Rastereinheit

vollkommen unkritisch sind und nur Breite und Länge des Synchronisationsbereiches beeinflussen.

Günstige Ergebnisse erhält man, wenn $C_4R_4 \approx C_3R_3 \approx C_1R_2 = \tau_2$ und $C_2R_5 \approx 0{,}2\ C_1R_1 = 0{,}2\ \tau_1$ gemacht werden, wobei $C_2 = C_3 = C_4$ gewählt wird. Auf die Rechnung soll hier nicht näher eingegangen werden.

Die Bilder 7 und 8 zeigen den zeitlichen Verlauf der Spannungen u_1, u_4, u_5, u_6, und u_2 bei fester Folgefrequenz der Synchronimpulse (u_1) und unterschiedlich gewählten Zeitkonstanten $\tau_1 = C_1R_1$, die der oberen und unteren Grenze des Synchronbereiches entsprechen.

3. Die vollständige Schaltung einer Frequenzteilerkaskade (Bild 9)

Wie unter 1. erwähnt, enthält die Orgel 12 Muttergeneratoren, die das Frequenzverhältnis von etwa 1 : 2 überdecken (1 Oktave weniger ein Halbtonschritt). Die tieferen Frequenzen werden aus den Muttergeneratoren durch Frequenzteilung gewonnen. Jeweils ein Muttergenerator wird mit seinen Frequenzteilern zu einer Kaskade zusammengefaßt. Die Werte der Schaltelemente für die einzelnen Teilerstufen einer Kaskade sind in nachstehender Tabelle zusammengefaßt.

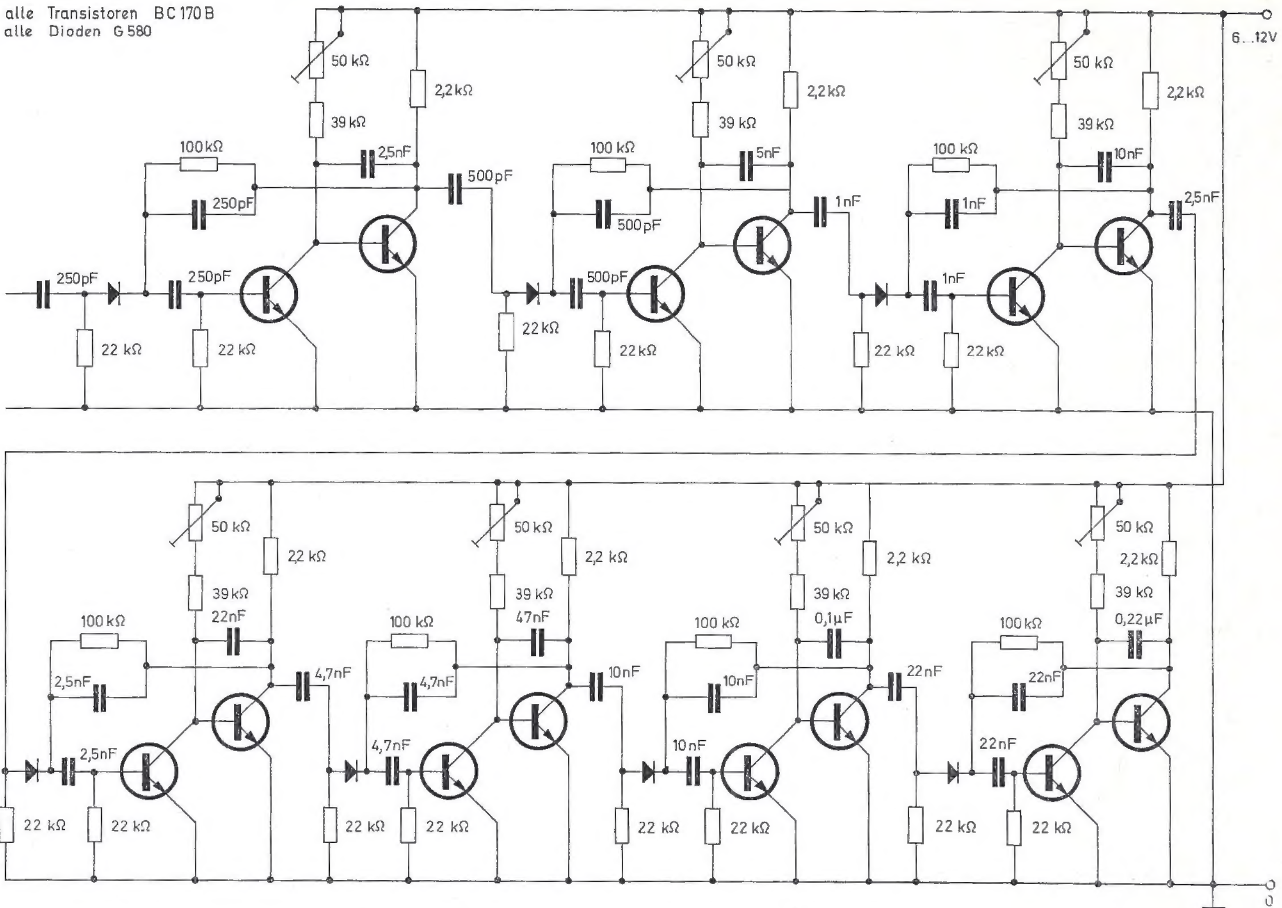


Bild 9: Gesamtschaltung einer Teilerkaskade

Tabelle 1

Muttergeneratoren ca. 4 . . . 8 kHz	C_1	$C_2 = C_3 = C_4$	R_1
1. Teiler 2 . . . 4 kHz	2,5 nF	250 pF	einstellbar
2. Teiler 1 . . . 2 kHz	5 nF	500 pF	einstellbar
3. Teiler 0,5 . . . 1 kHz	10 nF	1 nF	einstellbar
4. Teiler 250 . . . 500 Hz	22 nF	2,2 nF	einstellbar
5. Teiler 125 . . . 250 Hz	47 nF	4,7 nF	einstellbar
6. Teiler 62,5 . . . 125 Hz	0,1 µF	10 nF	einstellbar
7. Teiler 31 . . . 62 Hz	0,22 µF	22 nF	einstellbar

Da der Synchronisationsbereich jeder Teilerstufe fast 1 : 2 beträgt, sind die Toleranzen von C_1 nicht kritisch, da mittels R_1 jeweils auf die Mitte des Synchronisationsbereiches eingestellt wird. Um Kosten zu sparen, können für R_1 auch Festwiderstände verwendet werden. C_1 sollte dann jedoch höchstens ± 10 % Toleranz haben. Bei zweckmäßiger Wahl von R_1 können diese Widerstände innerhalb einer Teilerkaskade alle gleiche Widerstandswerte haben, wenn für C_1 die Stufung 1 : 2 : 4 : 8 : 16 . . . gewählt wird. Leider sind die hierfür erforderlichen Kondensatoren C_1 nicht in der Normreihe, so daß hier der Weg gewählt wurde, den Widerstand R_1 einstellbar zu machen.

Bei einer Betriebsspannung von $U_B = + 9$ V beträgt der Spitzenstrom 4,0 mA. Bei einer Kurvenform von u_2 nach Bild 7 beträgt der mittlere Gleichstrom 2 mA und nach Bild 8 1 mA. Die Stromaufnahme pro Oktave ist damit (12 Teiler) 24 mA bzw. 12 mA. Für sieben Oktaven wird die Stromaufnahme also 168 mA bzw. 84 mA. Man wird die Einstellung nun auf die Mitte des Synchronisationsbereiches vornehmen, so daß im Mittel mit einer Stromaufnahme für alle Frequenzteiler der Orgel von 126 mA gerechnet werden muß.

3.1. Das Frequenzspektrum

Bild 10 zeigt die Frequenz-Spektren einer 1-kHz-Teilerstufe. Die ausgezogenen Spektrallinien gelten für die Kurvenform u_2 nach Bild 7, während die gestrichelten Spektrallinien für die Kurvenform u_2 nach Bild 8 gelten. Die Endpunkte der Spektrallinien der idealen Sägezahnspannung sind durch Kreise angedeutet. Man sieht, daß erst bei der 10. Harmonischen die erzeugte Spektrallinie um etwa 6 dB niedriger ist, als bei einer idealen Sägezahnschwingung. Will man sich dem idealen Verlauf noch mehr annähern, so kann man R_2 niederohmiger machen. Damit wird die Anstiegsflanke steiler und der Oberwellengehalt größer. Gleichzeitig muß dann aber ein Transistor T_1 höherer Stromverstärkung, z. B. BC 170 C, verwendet werden. Die Änderung des Spektrums bei Änderung der Kurvenform von u_2 zwischen den Extremwerten, wie sie in den Bildern 7 und 8 dargestellt sind, ist unbedeutend (ausgezogene und gestrichelte Spektrallinien in Bild 10). Eine Klangänderung ist hierdurch nicht zu befürchten. Die Subharmonische (Bild 10) hat bei mittlerer Einstellung in dieser Schaltung einen Abstand von der Grundwelle von etwa 40 dB. Hervorgerufen wird dieses „Übersprechen" dadurch, daß das Diodengatter der folgenden Teilerstufe nur bei jedem zweiten Eingangsimpuls geöffnet ist und dadurch eine im Rhythmus der halben Frequenz schwankende Belastung des Teilers auftritt. Wird R_2 niederohmig

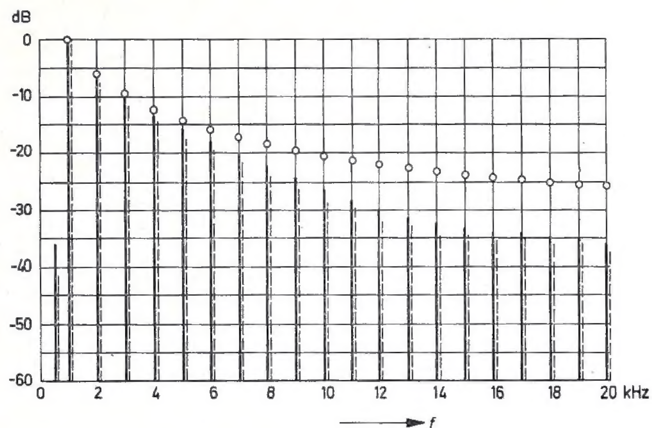


Bild 10: Frequenzspektrum der 1-kH-Teilerstufe.
———— Spektrum von u_2 nach Bild 7, 0 dB ≙ 1,96 V_{eff}
– – – – Spektrum von u_2 nach Bild 8, 0 dB ≙ 2,35 V_{eff}
ooooooooooooo theoretisches Frequenzspektrum einer idealen Sägezahnschwingung nach Bild 2

gemacht oder aber der Synchronimpuls für die folgende Stufe an einem Teilpunkt von R_2 abgegriffen, so kann die Subharmonische beliebig weit unterdrückt werden.

4. Literatur

[1] K.-H. Kupfer: Elektronische Orgeln. Funktechnik 1967, Heft 7, S. 288